

Radiový KONSTRUKTÉR Svazarmu

Plánky a návody Amatérského radia



ROČNÍK III • 1957 • ČÍSLO 5

RADIOVÝ MÁJ

Jsme uprostřed května, nejkrásnějšího měsíce v roce – a co je příznačné pro naše radostné perspektivy, měsíce nabitého významnými daty. Mezi všemi těmi radostnými svátky je i památný den radistů – Den radia, 7. května. Proč byl zrovna ten den vybrán, je dobře známo z historie významného objevu A. S. Popova a bylo by nošením dříví do lesa, kdybychom se touto historií znovu probírali. V našem životě přece nejsou tak důležité historické reminiscence, jako výhledy do budoucnosti, plán příští práce. A tu by měl být Den radia uprostřed celoroční radistické práce jakýmsi milníkem, u něhož se zamyslíme nad prací, která nás očekává, a srovnáme si zkušenosti z práce již vykonané. Nejsou to malé úkoly, jež nás čekají. Jestliže dnes slavíme jednou za rok Den radia, nezapomínejme, že jsme přítomni zrodu celého Věku radia, a na tomto vývoji se budeme podílet i my, amatéři. Radioamatérství je masovým hnutím. Není továrny, ústavu, závodu, kde by nebyl aspoň jediný radioamatér.

Není tedy pracoviště, kde by nebyl člověk, který zná možnosti radiotechniky a kterého by nenapadlo, jak by mohla elektronika usnadnit práci, odstranit dřinu, zmenšit možnost úrazů, zvýšit přesnost, snížit náklady, zvýšit efektivnost. Řeknete snad, že běžný radioamatér se nemůže vyrovnat pracovníkům elektronické vědy, kteří mají ve výzkumných ústavech příznivější podmínky pro takovou práci. Mají opravdu

příznivější podmínky pro výzkum, ne vždy však mají podmínky pro vyhledávání nových aplikací elektroniky – a to je nezadatelnou doménou právě amatéra. Ten pracuje přímo v provozu, zná nejlépe prostředí, pracovní postup do všech detailů. A má-li jen špetku iniciativy, trochu tvořivé fantazie a není-li zaslepen tak zvanou provozní slepotou, nepoddává-li se trpně zavedené tradici, má takřka všude šanci, že objeví nový obor, vhodný pro nasazení elektronických prostředků. A bude-li jeho nápad použitelný, není překážek, proč by nemohl být uskutečněn. Vezměme si jeden příklad: v jednom z ostravských dolů bylo navrženo, aby havíři byli dopravováni do porubu vozíky po svážné. Jak však vyřešit spojení vozíku s vrátkem? Amatéři podnikli pokus s přenosnými radiostanicemi na vlně 10 m. Ukázalo se však, že použitá vlnová délka se nehodí, bylo by zapotřebí vlny mnohem delší. Jak teď vyjít s kmitočty, přidělenými pro amatérský provoz? Ani tu není překážky: stačí odůvodněná žádost a bude přidělen vhodnější kmitočet, třebaš mimo amatérské pásmo. Zde je také jeden z důkazů o významu května: jaké obtíže byly amatérům činěny před květnem 1945 – a dnes mohou počítat s plnou podporou úřadů. Nemůžeme si proto stěžovat; budeme-li chtít tvořivě zasahovat do vývoje Věku radia, můžeme počítat i s plnou podporou orgánů státu dělníků a rolníků. Můžeme totéž říci o amatérech v zemích, které neprožily svůj květen 1945?

DÁLKOVÝ PŘÍJEM TELEVISE

Jaroslav Moravec

Od okamžiku, kdy začala pražská televizní stanice vysílat své pořady, roste neustále počet televizních diváků. Na rozdíl od původně předpokládaného dosahu 30—40 km od vysílací stanice, setkáváme se stále častěji se skutečností, že televizní pořady bývají pravidelně zachyceny a přijímány ve vzdálenostech mnohem větších. Dnes se již nikdo nepozastavuje nad tím, je-li pražský televizní vysílač přijímán ve vzdálenosti 100 i více km.

Byli to v první řadě amatéři, kteří se pustili do zdánlivě neuskutečnitelného – přijímat televizní pořady ve velkých vzdálenostech, a to mnohdy v místech, odkud není přímá viditelnost na vysílací stanici. V poslední době se zájem silně stupňuje a zvláště v severních Čechách se soustřeďuje na příjem televizních vysílačů v NDR, a to zvláště televizního vysílače Drážďany. Na Slovensku jsou v popředí zájmu vysílače Vídeň a Budapešť.

Veškeré televizní vysílače pracují v kmitočtové oblasti metrových vln. Hlavní zvláštnost metrových vln spočívá v tom, že se šíří téměř vždy přímo, takže pravidelný a dobrý příjem je možný v oblasti většinou nepřesahující vzdálenost 100 až 150 km. Úmyslně zde nepoužíváme výrazu: do vzdálenosti pří-

mé viditelnosti, protože, jak praxe ukázala, je příjem možný i ve vzdálenosti větší než odpovídá přímé viditelnosti.

U mnohého majitele televizního přijímače nalezneme hlubokou touhu upravit jak svoji antenu tak i přijímač takovým způsobem, aby mohl přijímat i tyto zahraniční pořady. Nebude proto na škodu, když si znovu osvětlíme několik zásadních otázek spojených se stavbou anten pro dálkový příjem a s úpravami přijímače pro jiné kmitočty, případně normy, na kterých některé vzdálené vysílače pracují.

Při dálkovém příjmu televizních programů nutně musíme počítat se skutečností, že televizní vysílače v sousedních státech buď již vysílají podle normy CCIR (t. zv. evropské), nebo v nejkratší době přejdou na vysílání podle této normy.

Hlavním znakem vysílačů pracujících podle této normy je o 1 MHz menší vzdálenost mezi nosnou vlnou obrazu a nosnou vlnou zvuku. Tento rozdíl se odráží v menší šířce kanálu, který podle normy CCIR je široký pouze 7 MHz. V následující tabulce rozdělení kmitočtů podle normy CCIR jsou již uvedeny nové kmitočty německých televizních stanic tak, jak mají být použity již v květnu a červnu 1957.

Pásmo	Kanál	Kmitočet	Umístění vysílače
I	2	MHz 47—54	Görlitz Helftesberg Leipzig
	3	54—61	
	4	61—68	
III	5	174—181	Vídeň, Inselberg, Köpenick (15.5.)
	6	181—188	Brocken
	7	188—195	Dresden (9.5.)
	8	195—202	Katzenstein, Marlow
	9	202—209	Leipzig (17.6)
	10	209—216	Prenzlauer Berg (Berlin-střed)
	11	216—223	

V Československu naproti tomu jsou televizní vysílače rozmístěné podle normy OIR. Toto však platí jen pro televizní vysílače v prvním televizním pásmu. Ve třetím televizním pásmu, podle posledních údajů zástupců ministerstva spojů, se bude vysílat sice se šíří kanálu podle normy OIR, avšak na kmitočtech výlučně československých. (Viz AR č. 11/56.) Tyto kmitočty jsou o 2 MHz níže proti původní normě.

Pro televizní vysílače vysílající podle normy CCIR je první televizní pásmo vymezené od kmitočtu 41 až 68 MHz. V tomto pásmu jsou rozmístěny 4 televizní kanály. Třetí televizní pásmo se rozprostírá od 164 do 223 MHz. Naproti tomu rozdělení kmitočtů podle československé normy je následující:

Pásmo	Kanál	Kmitočet v MHz	Umístění vysílače
I	2	48,5—56,5	Praha – středočeský
	2	48,5—56,5	Ostrava – severomoravský
	3	58 —66	Bratislava – západoslovenský
	3	58 —66	Č. Budějovice – jihočeský
III	5	174—182	Hradec Králové – východočeský
	5	174—182	Košice – východoslovenský
	6	182—190	Banská Bystrica – stredoslovenský
	7	190—198	Ústí n. L. – severočeský
	8	198—206	Brno – středomoravský
	9	206—214	Plzeň – západočeský

U obou norem jak OIR tak CCIR je nosná vlna obrazu o 1,25 MHz výše než dolní konec pásma, nosná vlna zvuku je o 0,25 MHz níže než horní konec pásma.

Dobrý příjem televizního vysílání závisí v první řadě na jakostní anteně. Pro správné pochopení činnosti anten v oblasti metrových vln je nezbytné seznámení s elektrickými jevy, které nastávají na vedení. Proto než přistoupíme k popisu vhodných anten pro příjem televise, vysvětlíme nejprve pojem:

postupující vlny na vedení

Každý vodič je elektrickým obvodem s rozdělenou kapacitou a indukčností. Na rozdíl od obvyklých obvodů, u kterých jsou indukčnost a kapacita soustře-

děny do cívky a kondensátoru, má každý úsek vodiče svoji dílčí kapacitu, indukčnost a odpor. Tyto základní vlastnosti charakterizují každý elektrický obvod. Ve vedení jsou rozloženy podél celého vodiče.

Obyčejné elektrické okruhy se soustředěnými parametry mají velmi malé rozměry ve srovnání s délkou vlny. Napětí i proud se v nich šíří za časové úseky mnohem kratší než je doba trvání jednoho kmitu. Proto takovéto obvody nazýváme stacionární a jevy, které na nich vznikají, posuzujeme pouze s ohledem na průběh času.

Vedení mají naproti tomu délku řádově stejnou jako délka vlny a doba šíření proudu i napětí je stejného řádu jako doba trvání jednoho kmitu. Proto

se ve vedení musí uvažovat průběhy proudu a napětí nejenom s ohledem na čas, ale i s ohledem na prostor. Vedení, používaná pro přenos elektromagnetických vln vysokého kmitočtu, nazýváme vedeními dlouhými na rozdíl od krátkých vedení, jejichž délka je mnohem menší než délka vlny. S tohoto hlediska je délka vysokonapěťového vedení pro proudy o průmyslovém kmitočtu 50 Hz o délce 100 km krátká, protože při tomto nízkém kmitočtu je délka vlny 6000 km. Za to vedení dlouhé 1 m je při kmitočtu 100 MHz elektricky dlouhé, protože

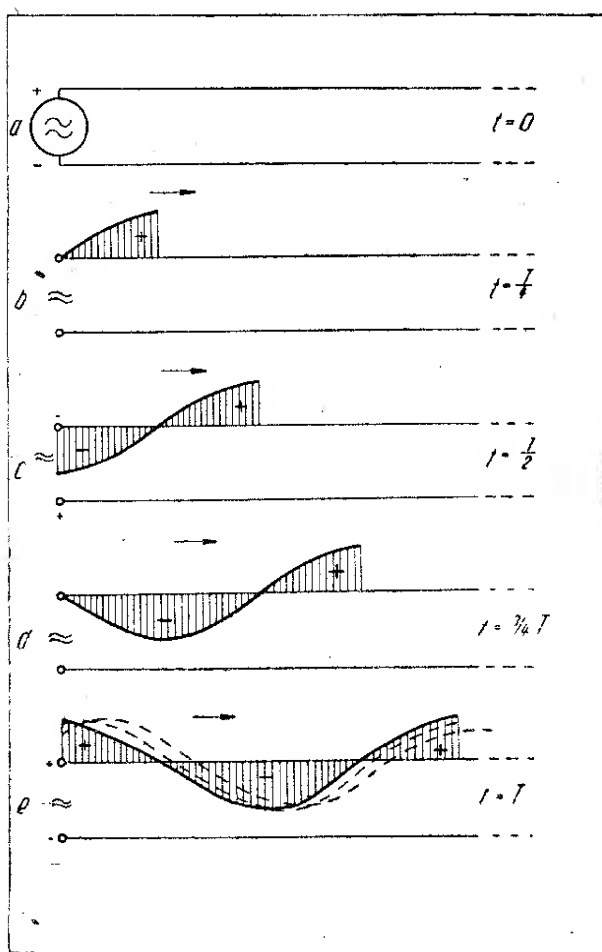
délka vlny je již srovnatelná s délkou vedení. Všeobecně v radiotechnice měříme délku vedení ne na metry, ale na délky vlny. Délku vlny označujeme řeckým písmenem λ (lambda). Označujeme tedy délku vedení $\lambda/4$, $\lambda/2$, 3λ atd.

Jako vedení označujeme soustavu dvou paralelních vodičů, jejichž vzdálenost a průměr je mnohokrát menší než délka vlny. Připojíme-li k takovému vedení generátor (obr. 1), pak podél vedení se pohybuje t. zv. postupující vlna. Představuje šíření elektromagnetického pole v určitém směru, v uvedeném případě od generátoru ke konci vedení.

Rychlost, s jakou se postupující vlna šíří podél vedení, lze vypočítat z rovnice

$$v = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}.$$

V této rovnici L_1 i C_1 jsou běžná indukčnost a kapacita udané v henry a faradech na jednotku délky (m).



Obr. 1.

Velikost L_1 i C_1 závisí od konstrukčního provedení vedení. Čím větší je povrch vodičů vedení a čím menší vzdálenost mezi nimi, tím větší je kapacita C_1 a menší indukčnost L_1 . Obvykle bývá L_1 řádu $\mu\text{H/m}$ a C_1 bývá několik pF/m . U vzdušného vedení, u kterého izolaci mezi vodiči je vzduch, má součin L_1 i C_1

vždy stálou hodnotu $\frac{1}{c^2}$ (c je rychlost světla, která se rovná $3 \times 10^8 \text{ m/s}$). Proto $v = c$, t. j. rychlost šíření postupující vlny je na vzdušném vedení rovna rychlosti světla. U takového vedení při změně kapacity C_1 , na př. přiblížením vodičů, změní se současně i indukčnost tak, že součin $L_1 C_1$ zůstane stálý. Tím je i rychlost šíření v libovolném případě vždy $3 \times 10^8 \text{ m/s}$.

Vloží-li se mezi vodiče pevná izolace, zmenší se rychlost, se kterou vlna po vedení postupuje. Pak již součin $L_1 C_1$ nezůstane stálý, ale zvětší se. V důsledku toho se rychlost šíření vln na vedení v zmenší. Závislost šíření na vlastnostech hmoty obklopující vodiče je dána rovnicí

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon \mu}}.$$

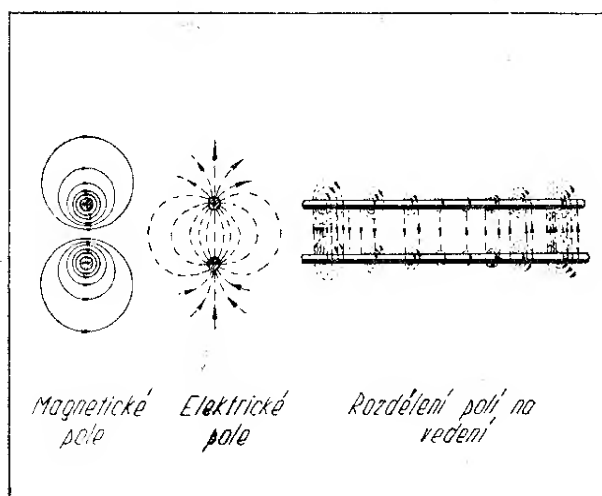
Zde c je rychlost světla a ϵ a μ dielektrická a magnetická konstanta hmoty. U vzduchu je $\epsilon = 1$ a $\mu = 1$, proto je také rychlost $v = c$.

Šíření vlny na vedení je možné zobrazit graficky. Budeme uvažovat pouze pochody nastávající v jednom vodiči. V druhém vodiči se děje totéž, ale v obrácené fázi. Postupující vlna na takovémto vodiči se šíří způsobem znázorněným na obr. 1. V okamžiku, kdy k vedení připojíme generátor, je napětí na jeho svorkách maximální. V tomto okamžiku neměla vlna ještě čas se šířit po vedení a proto také není žádné napětí a proud na vodiči (obr. 1a). Po době rovnající se $1/4$ doby jednoho kmitu šíří se vlna do vzdálenosti rovnající se $1/4$ délky vlny a maximální napětí na vedení bude ve stejné vzdálenosti od generátoru. Při tom na začátku vedení je v tomto okamžiku napětí nulové. Po další $1/4$ doby trvání kmitu vystoupí napětí na generátoru a tím i na začátku vedení do maximální hodnoty, avšak tentokrát s obráceným znaménkem. Vlna mezitím postoupila do vzdálenosti rovnající se

$\lambda/2$. Na dalších částech obrázku vidíme vlnu po době $3/4 T$, jakož i po době $t = T$. Mimo to je na posledním obrázku vyznačen čárkovaně způsob, jak vlna po vedení postupuje dále. Při tomto grafickém znázorňování je třeba si jasně uvědomit, že podél vedení není vyznačen čas, ale vzdálenost v λ od generátoru.

Napětí a proud jsou u postupující vlny ve fázi. Je-li na některém místě v určitý okamžik napětí největší, je současně na tomtéž místě i proud největší. Křivky na obr. 1 představující rozložení napětí podél vedení, představují proto současně i stejné rozložení proudu. Nesmíme zapomínat, že na napětí se váže elektrické pole a proud je doprovázen magnetickým polem. Je jasné, že v místě vedení, kde je napětí nejvyšší, bude i elektrické pole nejsilnější a současně bude u postupující vlny na tomtéž místě i maximum proudu a tím i nejsilnější magnetické pole. Tento stav na vedení je naznačen na obr. 2. Na tomto obrázku je uvedeno jak magnetické tak i elektrické pole.

Poměr amplitudy napětí postupující vlny U_m , vztažený k amplitudě proudu postupující vlny I_m , určuje důležitou hodnotu. Tato hodnota se nazývá vlnovým odporem vedení Z_0 . Jeho velikost závisí na konstrukci vedení. Čím větší je kapacita vedení, tím větší je proud tekoucí vlivem určitého napětí, stejně jako se zvětšuje nabíjecí proud kondensátoru při zvětšování kapacity. Naproti tomu



Obr. 2.

při zvětšování indukčnosti vedení zmenšuje se proud vlivem zvětšující se samoindukčnosti. Vyplyvá z toho, že vlnový odpor se zmenšuje při zvětšení kapacity a vzrůstá při zvětšení indukčnosti. Matematicky lze tuto závislost vyjádřit rovnicí:

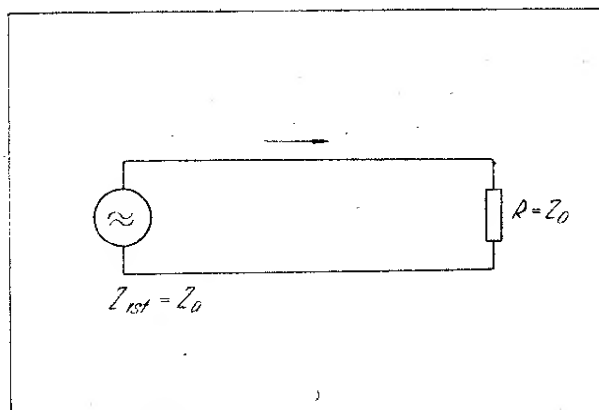
$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}.$$

Protože napětí i proud postupující vlny jsou ve fázi, je i vlnový odpor vedení ohmický. Výkon postupující vlny je také čistě reálný a lze jej vypočítat obvyklými rovnicemi

$$P = IU = I^2 Z_0 = \frac{U^2}{Z_0}.$$

Aby se na vedení vytvořila postupující vlna, je třeba konec vedení zakončit čistě ohmickým odporem R , jehož hodnota odpovídá velikosti vlnového odporu (viz obr. 3). Pak celá energie postupující vlny je spotřebovávána tímto odporem a nezbývá tedy žádná, která by se vracela zpět ke generátoru.

Důležitá veličina je tak zvaná vstupní impedance vedení Z_{vst} , t. j. odpor vedení, který zatěžuje připojený generátor. Vstupní impedance se rovná poměru velikosti napětí a proudu na začátku vedení. V závislosti na velikosti Z_{vst} předává generátor, který napájí vedení, větší nebo menší výkon. Pro dosažení stavu maximálního přenosu energie, kdy se vytvoří pouze postupující vlna, je třeba, aby vstupní impedance byla čistě



Obr. 3.

reálná a rovnala se vlnovému odporu vedení.

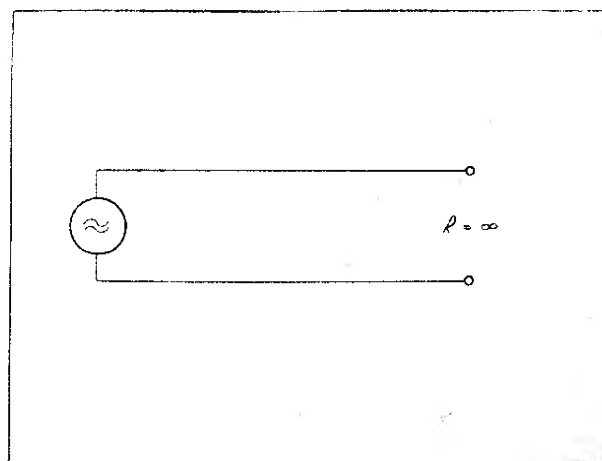
$$Z_{\text{est}} = Z_0.$$

Sledujeme-li výkon přenášený postupující vlnou podél vedení, zjistíme, že se zvětšující vzdáleností výkonu ubývá. Je to působeno ztrátami na vedení. Část energie uniká do prostoru v podobě elektromagnetických vln. Ve všech vodičích, nalézajících se v blízkosti vedení, na př. zemi, jiných vedeních, kovových střechách atd., se působením elektromagnetického pole vedení indukují proudy, které odsávají část výkonu, což znamená zmenšení výkonu přenášeného dále vedením. Při správně provedeném vedení, po kterém se šíří pouze postupující vlna, jsou ztráty nejmenší a bývají často tak malé, že je lze zanedbat. V praxi je účinnost vedení, t. j. procentuální poměr výkonu na konci vedení k výkonu na začátku vedení při přenosu postupující vlnou dostatečně vysoký (80—95 % i při poměrně značné délce vedení).

Stojaté vlny na vedení

Případ, kdy energie je přenášena pouze postupující vlnou nastane jedině tehdy, když vedení je zakončeno čistě ohmickým odporem stejné hodnoty jako je vlnový odpor.

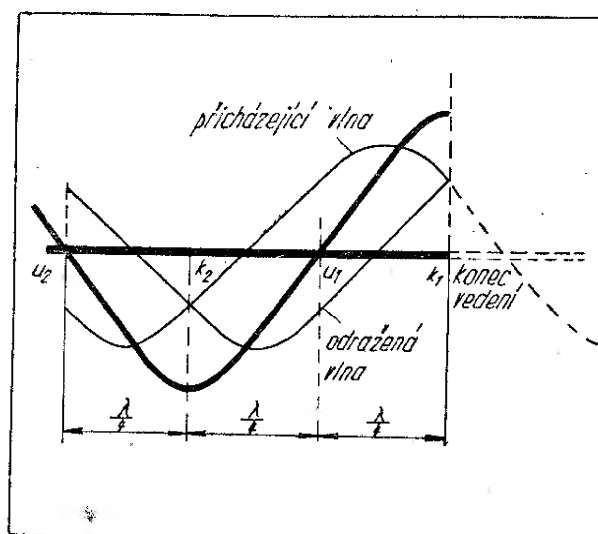
Je-li hodnota zakončujícího odporu jiná, pak nastává složitější proces. Uvážíme případ, kdy vedení je na konci otevřené. Tento stav odpovídá případu, kdy zakončovací odpor je nekonečně veliký (obr. 4). Energie postupující vlny nemůže v tomto případě být spotřebována na konci vedení, ale také nemůže postupovat dál od generátoru, protože je vedení přerušeno. Postupující vlna proto dochází na konec otevřeného vedení a počíná se vracet zpět ke generátoru. V takovémto případě se šíří po vedení 2 postupující vlny: jedna přicházející a druhá odražená. Neuvažujeme-li ztráty na vedení, můžeme předpokládat, že energie odražené vlny se rovná energii vlny přicházející. Obě tato vlnění se vzájemně skládají. Jejich amplitudy jsou stejné a postupují proti sobě. Tím vznikají t. zv. stojaté vlny, které se svými



Obr. 4.

vlastnostmi zásadně liší od vln postupujících.

Případ, který nastane na konci otevřeného vedení, je znázorněn na obr. 5. Jako příklad je uveden stav, kdy amplituda přicházející postupující (přímé) vlny je maximální ve vzdálenosti $\lambda/8$ od konce vedení. Tečkovaně je vyznačena další pouť postupující vlny pro případ, kdy vedení by nebylo přerušeno. Otočíme-li tuto dále postupující vlnu o 180° kolem svislé osy, procházející koncem vedení, představuje nám odraženou vlnu. Odražená vlna je tedy pokračováním přicházející vlny s tím rozdílem, že postupuje od konce vedení ke generátoru. Výsledné napětí, které získáme kombinací přicházející a odražené vlny, je vy-



Obr. 5.

značeno silnou čarou. Jak vidno, má toto napětí největší hodnotu (kmitnu napětí) v místech k_1 a k_2 (na konci vedení a ve vzdálenosti $\lambda/2$ od konce). Naproti tomu v místech u_1 a u_2 , t. j. ve vzdálenosti $\lambda/4$ a $3/4 \lambda$ od konce vedení, rovná se napětí nule.

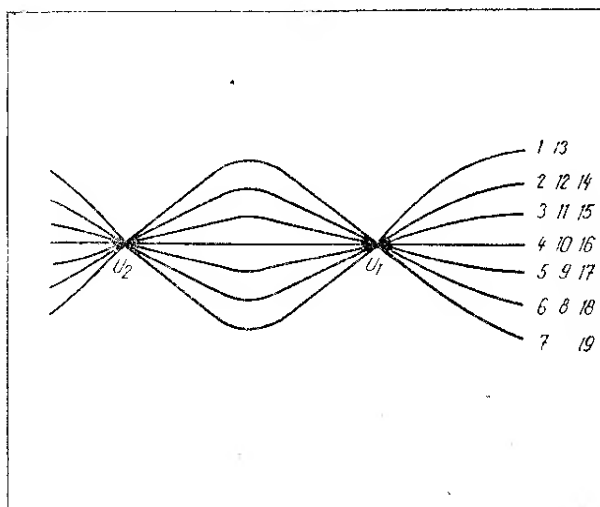
V kterýkoliv další okamžik se přímá a odražená vlna skládají tak, že v místě k_1 i k_2 bude opět maximální napětí a v místech u_1 a u_2 bude napětí nulové. Tak na př. za $1/8$ doby trvání jednoho cyklu přímé vlny se vlna posune doprava, do vzdálenosti rovné $\lambda/8$. V místě u_1 bude její napětí mít nulovou hodnotu. Avšak i odražená vlna se přesune o $\lambda/8$ doleva a i její nulové napětí se dostane do místa u_1 . Je jasné, že v místě u_1 je součet obou napětí opět nulový. Napětí v místě k_1 i k_2 bude největší a bude se rovnat dvojnásobné amplitudě přímé postupující vlny.

V místech u_1 i u_2 , ve kterých napětí vždycky je rovné nule, se nazývají napěťovými uzly. Naproti tomu místa s největším napětím stojaté vlny k_1 a k_2 se nazývají kmitnami. Tyto uzly i kmitny (maxima) zůstávají vždy na jednom a tomtéž místě vedení. Výsledná složená vlna (postupující a stojatá) stojí na místě. Proto se nazývá vlnou stojatou. Přítomnost uzlů a kmiten je charakteristická pro stojatou vlnu. Rozložení napětí na vedení se při stojaté vlně nemění s časem. V různé časové okamžiky mění se pouze velikost

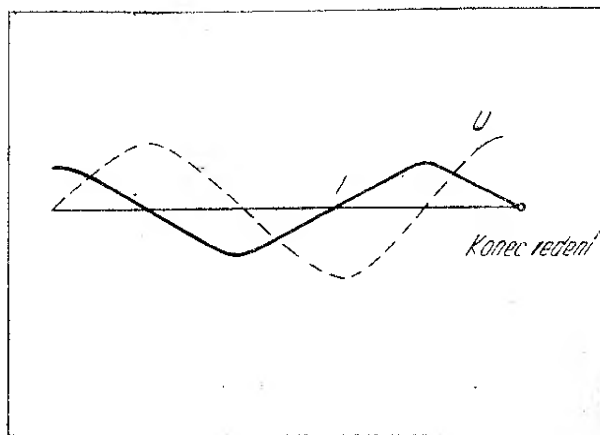
napětí maxim na vedení. Na obr. 6 je vyznačen tento stav v případě otevřeného vedení pro několik po sobě jdoucích časových úseků. Průběh 1 a 13 představuje stav, kde napětí na vedení je největší. Poté napětí klesá, což odpovídá průběhům 2, 12, 14 a 3, 11, 15. Po $1/4$ doby jednoho kmitu je napětí po celé délce vedení nulové. Poté narůstá na druhou stranu atd. V každém místě vedení se velikost napětí mění sinusově, avšak velikost napětí je pro různá místa vedení rozdílná.

To, co bylo řečeno o napětí, platí i o proudu. Jediný rozdíl spočívá v tom, že odražená proudová vlna se pohybuje od konce vedení s opačnou fází. Elektrony, které dojdou na konec vedení, nemohou postupovat dál a vracejí se po vedení zpět, to znamená, že proud mění své znaménko. V důsledku toho je na otevřeném konci vedení výsledný proud nulový, nebo jinak řečeno na konci vedení je uzel proudu. Tímto způsobem nastávají při stojaté vlně uzly proudu v místech, kde je maximum napětí a naopak maxima proudu se nalézají v místech uzlů napětí. Jinak řečeno, je stojatá vlna proudu posunuta o $\lambda/4$ vzhledem k stojaté vlně napětí. Tento stav je vyznačen na obrázku 7 dvěma křivkami. Zde i v dalších obrázcích je proudová křivka zakreslena silnou čarou, kdežto napěťová křivka čárkovaně.

Amplituda napětí v místě kmitny (maxima) U_{max} má dvojnásobnou amplitudu postupující vlny, tedy $2 U_m$. Také



Obr. 6.



Obr. 7.

velikost proudu v místě kmitny maxim se rovná dvojnásobné velikosti amplitudy proudu dopadající vlny $2I_m$. Poměr těchto dvou veličin se opět rovná vlnovému odporu Z_0 .

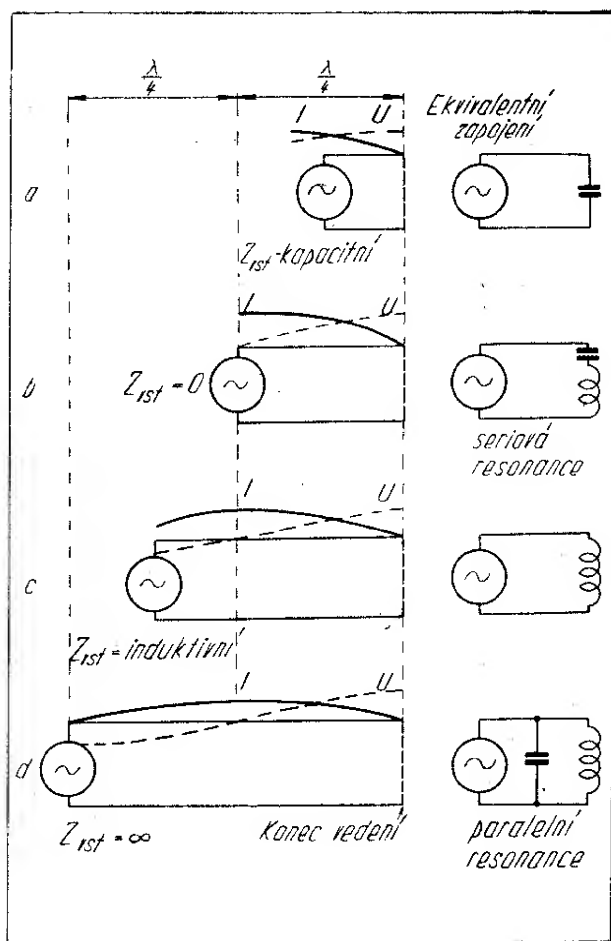
$$\frac{U_{max}}{I_{max}} = \frac{2 U_m}{2 I_m} = Z_0$$

Výkon stojaté vlny je jalový, protože se energie nikde nespotřebovává (vedení považujeme za bezztrátové – ideální). Proto má proud i napětí vzájemný zdvih fáze 90° . V okamžiku, kdy na vedení je napětí maximální, neprotéká vedením žádný proud. Po další $1/4$ doby kmitu klesne napětí po celém vedení na nulu a velikost proudu vystoupí na maximální hodnotu.

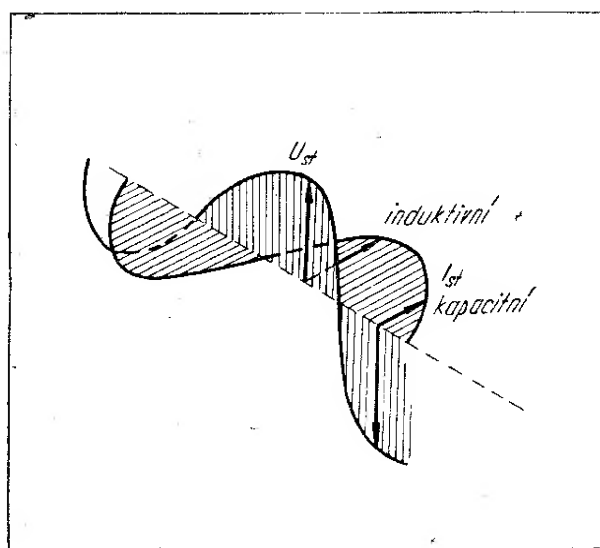
90° zdvih fáze mezi proudem a napětím při stojaté vlně naznačuje, že na vedení nastává kmitání energie. Toto kmitání je podobné jako kmitání uzavřeného okruhu se soustředěnou indukč-

ností a kapacitou. V okamžiku, kdy napětí na vedení je největší, je proud nulový a celá energie je soustředěna v elektrickém poli. Za další $1/4$ doby trvání kmitu klesá napětí na nulu, proud stoupá do maxima a celá energie je soustředěna v magnetickém poli. Za další $1/4$ doby trvání kmitu se energie opět převádí do elektrického pole a proces se znova opakuje. Na obr. 8 je vyznačeno rozdělení proudu i napětí pro několik význačných případů vedení. Pro jednoduchost uvažujeme, že vnitřní odpor generátoru je velmi malý. Jak jsme viděli, na konci otevřeného vedení nastává vždy napěťová kmitna a proudový uzel. Naproti tomu na svorkách generátoru může mít jak proud, tak i napětí různé hodnoty, závislé na délce vedení. V souvislosti s tím se mění i velikost vstupního odporu vedení v širokých mezích.

V případě, kdy délka vedení je kratší než čtvrtina délky vlny (případ A), mají jak proud, tak i napětí určitou hodnotu. Při tom jsou vzájemně fázově otočené o 90° . Vstupní odpor vedení je v tomto případě jalový. Vedení se v tomto případě chová jako kondensátor. Jinými slovy – dva krátké vodiče, připojené ke generátoru představují kondensátor. Tento stav je vyznačen i na ekvivalentních zapojeních v pravé části obrázku. V důsledku velkého odporu na vstupu vedení není ani velikost protékajícího



Obr. 8.

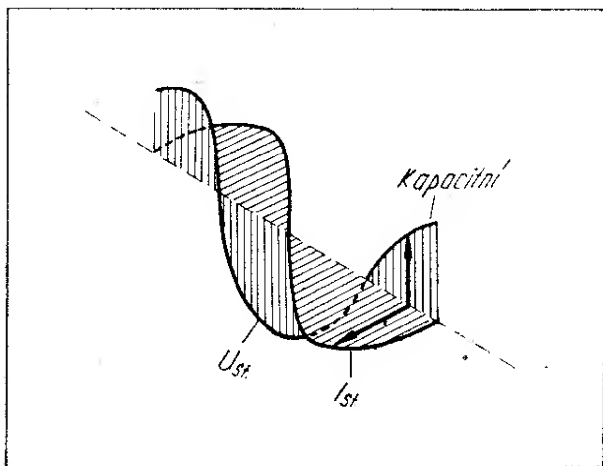


Obr. 9.

proudu příliš velká a napětí na konci vedení se příliš neliší od napětí na začátku vedení.

Jakmile vedení prodloužíme na $\frac{1}{4}$ délky vlny, vznikne na začátku vedení uzel napětí a kmitna proudu (případ B). Pak je vstupní impedance vedení $Z_{vst} = U : I = 0$ a generátor pracuje do úplného skratu. V tomto případě napětí na vedení, úměrné proudu, dosahuje největší hodnoty a nastává stav napěťové resonance. Možno tedy označit čtvrtvlnné otevřené vedení za odpovídající seriovému rezonančnímu obvodu. Jak známo, takovýto obvod má při resonanci nejmenší, čistě ohmický odpor. Proto je velikost proudu na něm při resonanci největší. Ideální seriový obvod má při resonanci nulový odpor podobně jako vstupní odpor ideálního $\lambda/4$ otevřeného vedení. Na praktickém vedení, které má ztráty, není vstupní impedance rovna zcela nule. Pouze jalová složka se při resonanci vzájemně vyrovnává a Z_{vst} nabývá čistě ohmickou hodnotu. Hodnota Z_{vst} pak odpovídá pouze ztrátám na vedení.

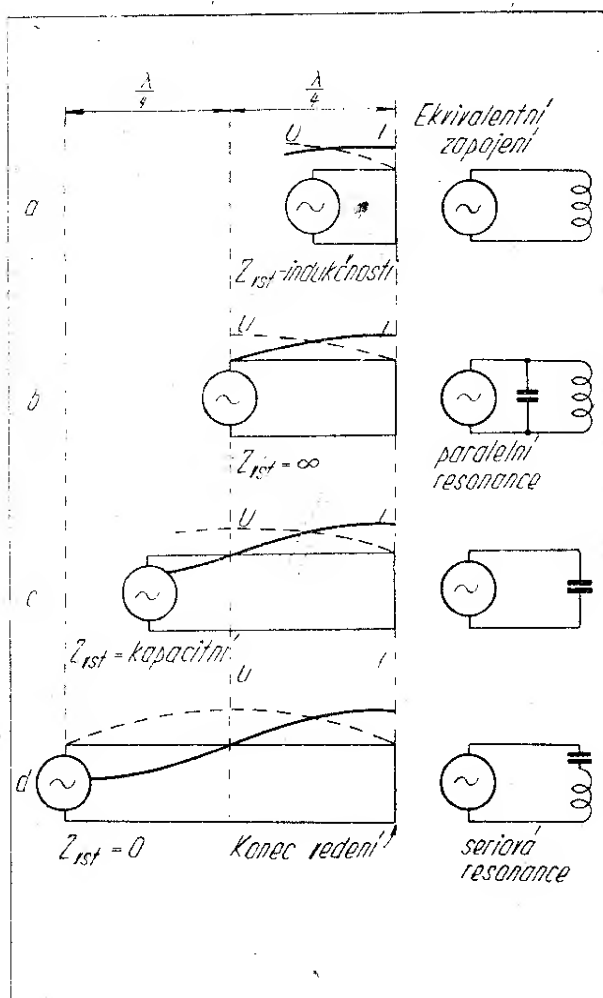
Stejně tak i ve vzdálenosti větší než $\frac{1}{4}$ délky vlny se vstupní odpor vedení stává jalovým, a to tentokrát induktivně. Názorně nám to vysvětlí obr. 9. Proud i napětí kmitají sinusově ve dvou rovinách kolmých na sebe. V případě, kdy délka vedení je kratší než $\frac{1}{4}$ délky vlny, předbíhá proud před napětím (u vedení s otevřeným koncem). Ve vzdálenosti



Obr. 10.

větší než $\frac{1}{4}$ délky vlny, ale menší než $\frac{1}{2}$ délky vlny, nastává obrácený stav. Tentokrát proud je o 90° zpožděný za napětím. Po době $\frac{1}{2}$ doby trvání jednoho kmitu se maximální amplituda proudu u konce vedení přemísťuje do opačné polohy, t. j. doleva a napětí při tom přechází u konce vedení z dolní polohy do horní (obr. 10). Proud tedy i nadále si zachovává stejnou vzájemnou polohu k napětí jako v okamžiku, který je vyznačen na obrázku 9.

Jakmile délka vedení se rovná $\frac{1}{2}$ délky vlny (případ d – obr. 8), pak napětí na začátku vedení je největší a rovná se napětí generátoru na prázdko. Proud na začátku vedení je nulový. V takovémto případě vstupní odpor vedení je nekonečně veliký. V důsledku ztrát na vedení není vstupní odpor vedení nekonečně veliký, ale má vysokou hodnotu



Obr. 11.

a jeví se jako čistě ohmický odpor. V tomto případě nastává proudová resonance, podobná resonanci paralelního okruhu, tak jak je uvedena v ekvivalentním zapojení na obr. 11.

Je jasné, že všechny uvedené případy mohou nastat i při konstantní délce vedení a při změnách délky vlny generátoru. Pak seriové resonance nastává tehdy, když na vedení vznikají liché násobky $\frac{1}{4}$ délky vlny ($\frac{1}{4}, \frac{3}{4}, \frac{5}{4} \lambda$). Vedení jako rezonanční obvod může kmitat na mnohých kmitočtech. Tím se vedení liší od jednoduchého rezonančního okruhu, který má jenom základní rezonanční kmitočet.

Je třeba si uvědomit, že při délce vlny $\lambda/2$ nebo sudém násobku $\lambda/4$ nastává na vstupu vedení stejný vstupní odpor, jakým je konec vedení zatížen. Při délce vedení odpovídajícím lichým násobkům $\lambda/4$, je vstupní odpor rovný 0, t. zn., má hodnotu odpovídající převrátné hodnotě odporu na konci vedení. Toto je důležitý poznatek. Vstupní odpor vedení dosahuje hodnot závislých od velikosti zatěžovacího odporu R , připojeného ke konci vedení. Vedení dlouhé celý počet půlvln nemění velikost odporu připojeného na konec vedení. U takového vedení je vždy $Z_{vst} = R$. Čtvrtvlnné vedení naopak tomu mění velký zatěžovací odpor na konci vedení v malý odpor na začátku a naopak.

Druhý mezní případ vzniku stojatých vln nastává, je-li konec vedení skratovaný. Zatěžovací odpor $R = 0$. Také u tohoto případu se celá převáděná energie odráží a na vedení vznikají stojaté vlny. Jediný rozdíl spočívá v tom, že rozložení proudu a napětí je posunuté o $\frac{1}{4}$ délky vlny blíže ke konci vedení. Je jasné, že na konci vedení je napětí nulové, t. j. jinými slovy, že na konci vedení nastává uzel napětí. U stojaté vlny nastává vždy proudové maximum v místě nulového napětí a naopak. To znamená, že na konci skratovaného vedení nastává maximum (kmitna) proudu. Také v tomto případě má vedení různý charakter, podle toho, v jaké vzdálenosti od konce připojíme generátor. Tyto různé případy jsou opět uvedeny na obr. 11. Při délce vedení kratším než $\frac{1}{4}$ délky vlny má vedení induk-

tivní charakter. Tento stav si můžeme představit lépe, uvažujeme-li, že vedení představuje jediný obdélníkový závit, který má určitou indukčnost. V případě, kdy délka vedení odpovídá $\frac{1}{4}$ délky vlny, nastává při skratovaném konci vedení paralelní resonance. Obdobně i při ostatních délkách vedení nastávají jevy, které jsme již poznali u vedení otevřeného. Stejně tak tomu bude i když ponecháme délku vedení stálou, neměnnou a budeme měnit kmitočet generátoru. Také v tomto případě nalezneme celou řadu kmitočtů, jak základního, tak i harmonických, při kterých nastane resonance.

Zatížení vedení různými odpory

Velmi důležitý je případ, kdy konec vedení zakončíme odporem různé velikosti, tak jak je to uvedeno na obr. 12. Na rozdíl od předešlých obrázků, uvádíme zde pouze velikost napětí bez ohledu na změnu polarity, která nastává. Takovéto napětí ukazuje voltmetr nebo indikátor střídavého napětí, který připojíme k různým místům vedení. Pro jednoduchost není uvedena křivka proudu. Jako i v předešlých případech uvažujeme, že vedení je ideální a vnitřní odpor generátoru je mnohem menší než vlnový odpor vedení. Pokud se zatěžovací odpor rovná vlnovému odporu vedení, šíří se po vedení postupující vlna, přenášející energii z generátoru k zatěžovacím odporu. Napětí na vedení je všude stejné (případ A). V případě, kdy vedení je otevřené (náčrtek B) nebo skratované (náčrtek D), nastává stojatá vlna a podél vedení se objevují uzly a kmitny napětí. Přitom u otevřeného vedení je kmitna napětí na konci vedení a u skratovaného vedení uzel napětí. Na témže obrázku jsou uvedeny případy, kdy R je větší než vlnový odpor, ale není nekonečně veliký. Pracovní stav vedení v tomto případě je někde uprostřed mezi stavem při přenosu postupující vlny a stavem s vlnou stojatou. Na vedení nastávají vlny kombinované. Jelikož R na konci vedení neodpovídá plně vlnovému odporu, spotřebovává se pouze část přicházející energie. Zbývající část energie se vrací zpět vlnou odraženou. Na ve-

dení máme mimo stojaté vlny ještě i postupující vlnu, přenášející energii od generátoru k zatěžovacímu odporu. Protože amplituda odražené vlny je menší než amplituda postupující vlny, je výsledné napětí na vedení v uzlech větší než nulové. Hodnota napětí U_{min} se rovná rozdílu napětí přicházející vlny (postupující) a odražené. Stejně tak i v místech maxim nastává napětí U_{max} rovné součtu těchto napětí, je však menší než dvojnásobek přicházející přímé (postupující) vlny. Čím je hodnota R bližší hodnotě Z_0 , tím více se pracovní stav vedení blíží k pracovnímu stavu s postupující vlnou. Tím je také menší rozdíl mezi U_{max} a U_{min} . Veličina, která charakterizuje stav na vedení se nazývá koeficientem stojatých vln a bývá ozna-

čována řeckým písmenem σ (sigma).

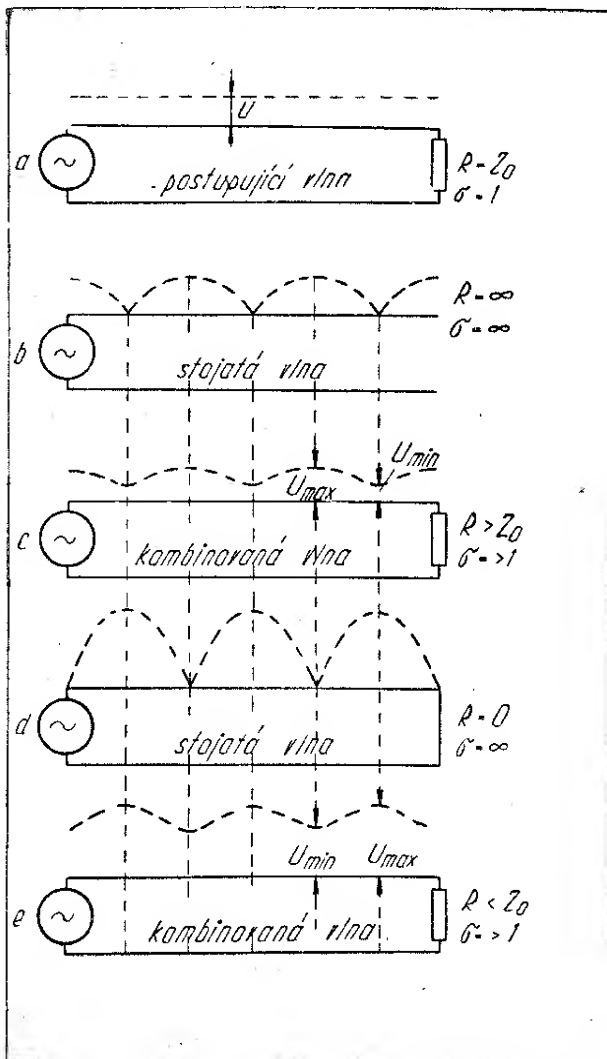
Koeficient stojatých vln

$$\sigma = \frac{U_{max}}{U_{min}}$$

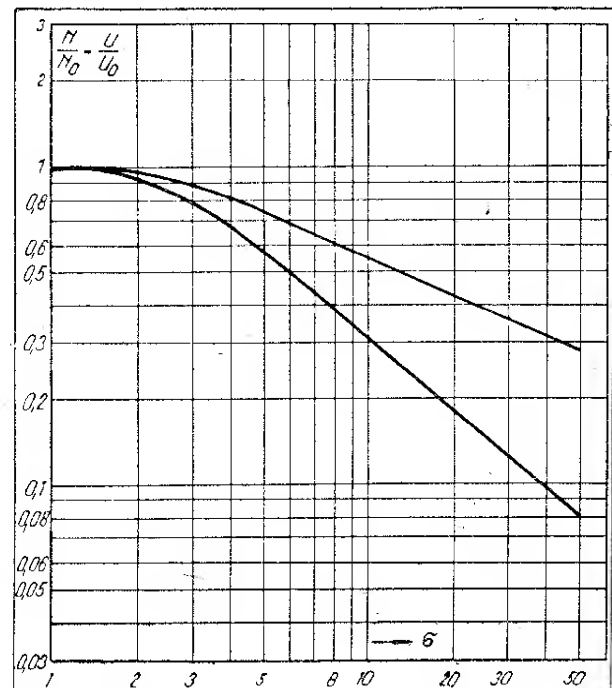
Ideální stav nastává při poměru stojatých vln rovném 1. V tomto případě $R = Z_0$. Koeficient stojatých vln σ odpovídá současně i poměru $\frac{R}{Z_0}$ (nebo

$\frac{Z_0}{R}$ podle toho, je-li R větší nebo menší než vlnový odpor vedení. Mezní případ otevřeného nebo zkratovaného vedení nastává, je-li R nekonečně veliké nebo nekonečně malé. V tomto případě poměr stojatých vln se stává nekonečně velkým (theoreticky).

Vyplývá z toho, že není-li odpor zátěže rovný vlnovému odporu vedení, pak užitečný výkon v zátěži bude menší. Protože část energie se vrací s odraženou vlnou zpět ke generátoru je i výkon, odevzdávaný zátěži, menší. Přesto zmenšení výkonu se změnou velikosti zatěžovacího odporu neprobíhá ostře a proto odchylka od stavu čistě postupující vlny je přijatelná. Tak na př. je-li odpor zátěže $2 \times$ tak velký jako charakteristická impedance vedení, t. zn., když σ se rovná



Obr. 12.



Obr. 13.

2, pak je odražený výkon 11 % z celkového výkonu přenášeného postupující vlnou. Výkon na zátěži je tedy pouze 89 % z max. možného výkonu. Závislost napětí nebo výkonu od velikosti poměru stojatých vln je uvedena na obr. 13. Plochá křivka představuje poměr napětí na zátěžovém odporu k max. možnému a strmější křivka velikost výkonu předávaného vedením zátěžovému odporu pro různé hodnoty poměru stojatých vln σ .

Uvedené platí i pro případ připojení generátoru s určitým vnitřním odporem k vedení o jiném vlnovém odporu. Nesouhlasí-li přesně vlnový odpor generátoru s vlnovým odporem vedení, pak nastává i zde pokles přenášeného výkonu, je-li navíc ještě vedení připojeno na zatěžovací odpor, který taktéž nesouhlasí s vlnovým odporem vedení, pak se ztráty sčítají. Vidíme tedy, jak důležité je při dálkovém příjmu, kde počítáme s každým sebemenším zvýšením výkonu přijímaného signálu, správné přizpůsobení anteny ke svodu, jakož i přizpůsobení vstupu přijímače na antenní svod.

Různá provedení napáječů (vedení)

Prakticky používaná napájecí vedení se od sebe liší jak konstrukcí, tak i způsobem činnosti. Napáječe, na kterých se v pracovním stavu vytvářejí stojaté vlny (nebo lépe řečeno kombinované vlny), se používají pouze tehdy, je-li délka svodu poměrně malá. Na př. $\frac{1}{4}$ délky vlny, nebo $\frac{1}{2}$ délky vlny. Takovéto napáječe se používají pro rozdělení energie mezi jednotlivými prvky složitých směrových anten. Jakmile je délka napáječe značná, pak musí pracovat ve stavu postupující vlny.

Vedení s postupující vlnou má celou řadu předností. Ztráty energie na něm jsou menší a proto je i účinnost vyšší. Toto je obzvlášť důležité při značné délce vedení. Vysvětluje se to tím, že jak napětí, tak i proudy jsou v případě postupující vlny menší než při vlně stojaté. Důležité je dále, že při vedení s postupující vlnou je generátor zatížen stálým a čistě ohmickým odporem, odpovídajícím vlnovému odporu vedení. Tento vlnový odpor vedení nezávisí na jeho délce. Proto vedení s postupující vlnou může mít libovolnou délku, nezávislou na

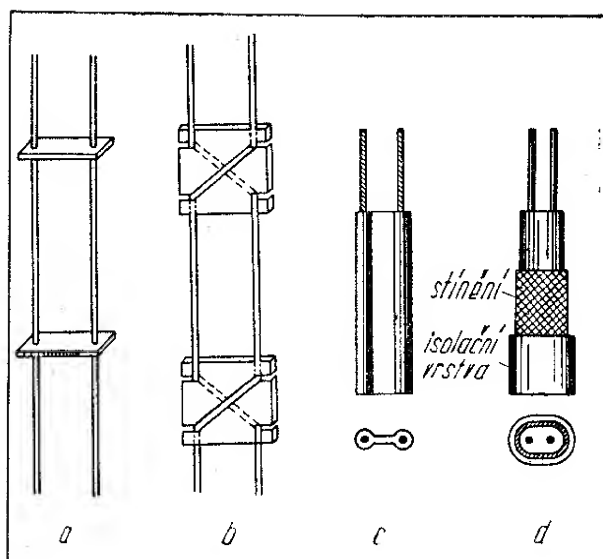
délce přenášené vlny. Vedení přenáší maximální možnou část energie.

Na vedení se stojatou vlnou jsou energetické ztráty vyšší a účinnost vedení je menší než u vedení s postupující vlnou. Proto se takováto vedení při větších vzdálenostech nepoužívají. Délka vedení, na kterém se vytváří stojatá vlna, musí mít přesně vymezenou délku. Obvykle bývá celým násobkem, ať již lichým nebo sudým $\frac{1}{4}$ délky vlny.

Používají se 2 základní typy vedení: vedení ze dvou paralelních vodičů, které krátce nazýváme dvoudrátové vedení nebo také symetrické, a vedení souosé, koaxiální. Nejjednodušší je dvoudrátové vedení. Předností dvoudrátového vedení je i symetričnost, která je v některých případech nutná, na př. je-li vedení připojeno na symetrický vstup přijímače a na symetrickou antenu. Nedostatkem dvoudrátového vedení je vlastnost přijímat a vyzařovat vlny. Je to t. zv. antenní efekt. Proudů v obou vodičích dvoudrátového vedení mají protichůdný směr, magnetická pole se mají vzájemně kompenzovat a bylo by možné očekávat, že takovéto vedení nevyzařuje vlny do prostoru. V praxi přesto nastává jisté vyzařování. Objasňuje se to tím, že kompenzace magnetických polí obou vodičů je neúplná. Čím větší je vzdálenost mezi oběma vodiči, tím více vedení vyzařuje. V takovémto případě vedení taktéž přijímá vlny. Vlnový odpor dvoudrátového vedení závisí na vzdálenosti středu vodičů k průměru vodiče. V tabulce 1 jsou uvedeny hodnoty vzdušného vedení pro různé poměry vzdálenosti vodičů b k průměru vodiče d .

Tabulka I.

b/d	$Z_0-v \Omega$	b/d	$Z_0-v \Omega$
1,5	132	15	407
2	166	20	442
2,5	193	25	469
3	214	30	491
4	249	40	525
5	276	50	552
6	298	75	600
8	332	100	635
10	359	150	684
12	379	200	716

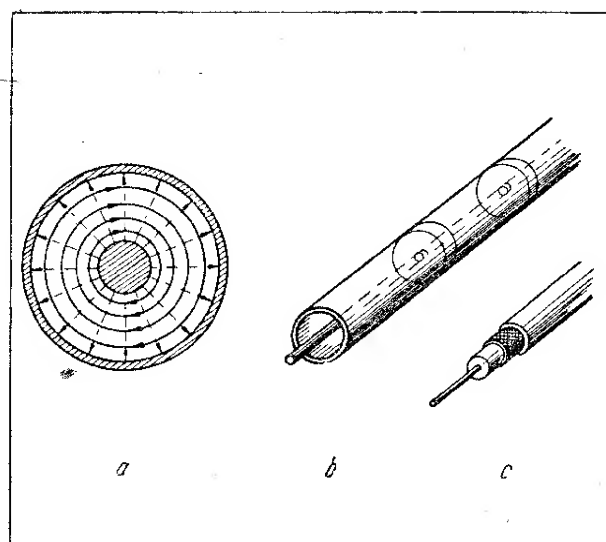


Obr. 14.

Dvoudrátová vedení obvykle používaná v televizi jako svodový materiál mívají isolační můstek, který současně tvoří isolační obal kolem vodičů. Přítomnost dielektrika mezi oběma vodiči zmenšuje vlnový odpor vedení a má za následek vyšší ztráty, zvláště když dvoudrátové vedení je pokryto špínou, sazemi nebo navíc ještě zvlhne. Antenní efekt dvoudrátového vedení lze odstranit dodatečným stíněním. Takováto vedení se však vyskytují v normální praxi zřídka kdy (viz obr. 14d).

Z hlediska ztrát je nejvýhodnější vzdušná dvoudrátová linka podle obrázku 14a nebo 14b, tažená na sloupech, podobně jako telefonní vedení. Impedance takového vedení je poměrně vysoká a bývá asi 600 ohmů (viz tab 1). Jak uvidíme později, hodí se takovéto vedení jako svod pro kosočtverečnou antenu především v místech, kde délka svodu přesahuje 50 m.

Druhý nejčastěji používaný napáječ je t. zv. souosý (koaxiální) kabel. Pozůstává z vnitřního vodiče, kolem kterého je umístěn vnější vodič v podobě trubky. U ohebných kabelů je tento vnější vodič z drátěného pletiva. Toto pletivo je navíc ještě izolované vrstvou isolačního materiálu. Isolace mezi vnitřním vodičem a vnější trubkou bývá nejčastěji polyethylenová, může však být provedena z kteréhokoliv jiného kvalit-



Obr. 15.

ního isolačního materiálu, jako na př. z keramických korálků nebo keramických válcových vložek atd.

Souosý kabel je svodem nesymetrickým. Svým provedením je složitější a dražší než dvoudrátové vedení. Na druhé straně vykazuje řadu předností. Ztráty vyzařováním u souosého kabelu jsou prakticky zanedbatelné. Elektromagnetické pole se nalézá pouze uvnitř vedení. Na obr. 15a představují silné kružnice magnetické pole a čárkované přímky elektrické pole. Vnější vodič při tom plní současně úlohu stínění. Další důležitou předností je, že vysokofrekvenční proudy na vyšších kmitočtech procházejí pouze po vnitřní straně vnějšího vodiče. Vnější strana opletení kabelu nevede žádné vysokofrekvenční proudy.

Vlnový odpor souosého vedení závisí na poměru průměru D/d obou vodičů. Čím menší je tento poměr, tím větší je kapacita vedení a tím menší je také i vlnový odpor. Nejčastěji se setkáváme s koaxiálními kabely, které mají standardní vlnový odpor (impedanci) 75Ω . V kořistném materiálu se vyskytovaly souosé kabely o vlnovém odporu 60Ω . Výkonové kabely mívají nejčastěji vlnový odpor 52Ω . Vlnový odpor souosého vedení lze změřit tím způsobem, že se změří indukčnost kousku kabelu, na př. 1 m dlouhého, na jednom konci zapojeného do krátka. Poté se tentýž kousek

kabelu rozpojí a změří se jeho kapacita. Vlnový odpor vypočítáme z rovnice

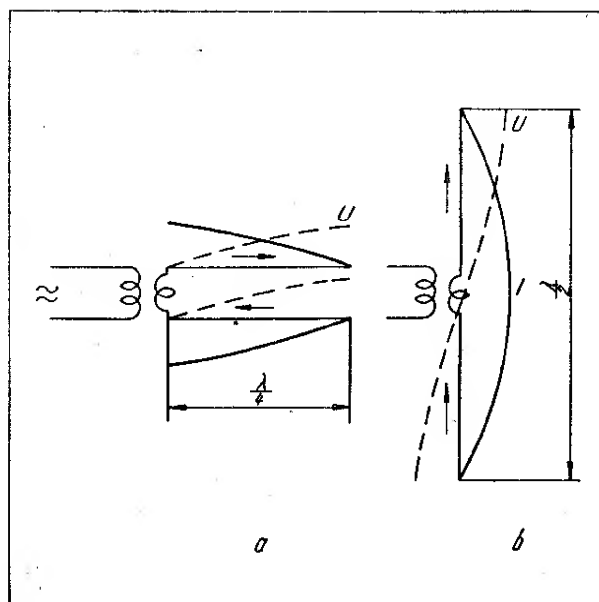
$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Půlvlnný dipól

Základním stavebním prvkem VKV anten je symetrický půlvlnný dipól. V zásadě představuje dipól otevřené čtvrtvlnné vedení, u něhož vodiče jsou rozevřeny do jedné přímky. Přechod od čtvrtvlnného dvoudrátového vedení k půlvlnnému dipólu je vyznačen na obr. 16. Většina vlastností dvoudrátového vedení, o kterých jsme hovořili již dříve, zůstává i u dipólu zachována. Na dipólu vznikají stojaté vlny, při čemž na koncích vodiče se vždy vytvářejí uzly proudu a kmitny napětí. Rozložení proudu a napětí na dipólu je stejné jako na vodičích dvoudrátového vedení. V závislosti na délce dipólu a délce vlny generátoru má vstupní odpor dipólu různé hodnoty. Při resonanci je tento vstupní odpor čistě ohmický.

Rychlost šíření elektromagnetických vln podél dipólu v praktické vzdálenosti od zemského povrchu je o něco menší než rychlost světla. Proto resonance nastává v případě, kdy délka vodiče dipólu je o něco kratší než půl λ . Většinou bývá dipól kratší asi o 5 %, t. zn., že jeho délka činí asi 0,47 λ . V případě, kdy dipól je umístěn ve značné blízkosti země nebo různých jiných předmětů, je třeba jeho délku ještě více zkrátit.

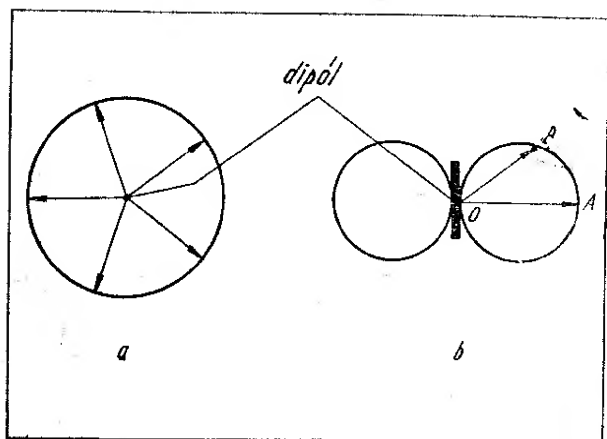
Hlavní rozdíl mezi dipólem a vedením spočívá v tom, že dipól dobře vyzařuje radiové vlny. Dvoudrátové vedení vyzařuje elektromagnetické vlny poměrně slabě, protože magnetické pole obou vodičů se z převážné většiny vzájemně vyrovnává v prostoru mezi vodiči. U dipólu jsou obě poloviny vodiče uloženy v jedné přímce a proudy v obou polovinách jsou stejného směru. Proto magnetická pole těchto dvou polovin dipólu se již vzájemně neodečítají, ale naopak sečítají.



Obr. 16.

Množství energie, které dipól vyzařuje, se rovná ztrátám na čistě ohmickém odporu o hodnotě 73 Ω , zapojeném v místě maxima proudu. Tento pomyslný odpor, který je rovnocenný odporu, na kterém by se spotřebovávala stejná vyzařovaná energie, nazýváme vyzařovacím odporem dipólu (R_{vyz}). Účinnost půlvlnného dipólu je poměrně vysoká a dosahuje hodnoty 90 % i více.

Na obr. 16b je rozložení napětí a proudu stojaté vlny na dipólu. Při rozboru museli bychom však uvažovat i postupující vlnu, která přenáší vodičem dipólu energii, jež je vyzařována. Vzhledem k složitosti celého procesu se všeobecně uvažuje, že na dipólu je pouze stojatá vlna. Půlvlnný dipól v rovině kolmé na vodič vyzařuje všemi směry stejně. Charakteristika, která znázorňuje toto rovnoměrné vyzařování, je kružnicí, jejíž střed souhlasí se středem dipólu (obr. 17a). Velikost vyzářené síly pole je úměrná délce poloměru ze středu. Jelikož všechny poloměry jsou stejně dlouhé, je jasné, že tento směrový diagram nemá vyjádřenou směrovost. V rovině protínající osu dipólu je velikost síly pole v různých směrech vyjádřena křivkou připomínající osmičku. Každá polovina má tvar blízký kružnici (obr. 17b). Velikost síly pole v tomto případě je úměrná délce přímky spouštěné ze středu O



Obr. 17.

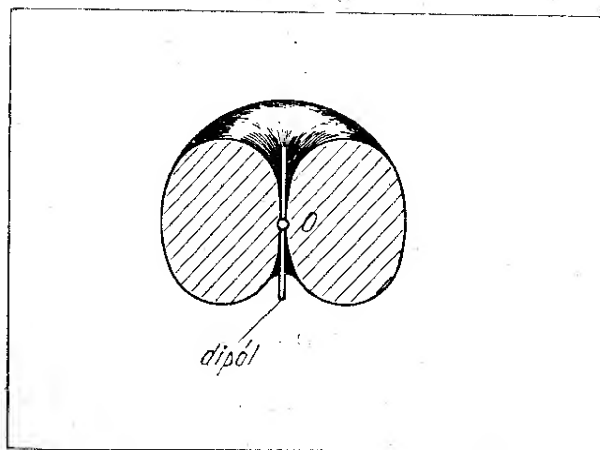
na různá místa křivky. Je třeba mít na paměti, že délky přímk, na př. OA nebo OB , představují poměrnou sílu pole ve stejné vzdálenosti od dipólu, ale v různých směrech. Toto platí bez výhrady pro všechny směrové diagramy (směrové charakteristiky) anten.

Když vyzařovací diagram půlvlnného dipólu na obr. 17b otočíme kolem osy dipólu, obdržíme prostorovou směrovou charakteristiku, která svým tvarem připomíná kroužek (toroid). Tento prostorový diagram je naznačen na obr. 18. Libovolná přímka, vedená ze středu toroidu O k jeho povrchu, charakterizuje poměrnou velikost síly pole vyzařované uvažovaným směrem.

Jelikož u anten, složených z několika prvků, jsou prostorové diagramy velmi složité, uvažuje se obvykle směrová charakteristika anten ve dvou hlavních směrech. Bývají to tak zv. horizontální, vodorovná vyzařovací charakteristika, která charakterizuje vyzařovací vlastnosti anteny při pohledu z výšky na antenu, a vertikální vyzařovací charakteristika, která představuje vyzařovací vlastnosti v rovině kolmé procházející středem anteny. Uložení přijímací anteny závisí na poloze anteny vysílací.

Polarisace anteny závisí na směru elektrického pole. Při vodorovném vodiči se šíří elektrické pole vodorovně. Proto hovoříme o horizontální polarisaci.

V praxi se směrové charakteristiky anten zdánlivě stejných vždy vzájemně poněkud liší, protože část vyzařované ener-

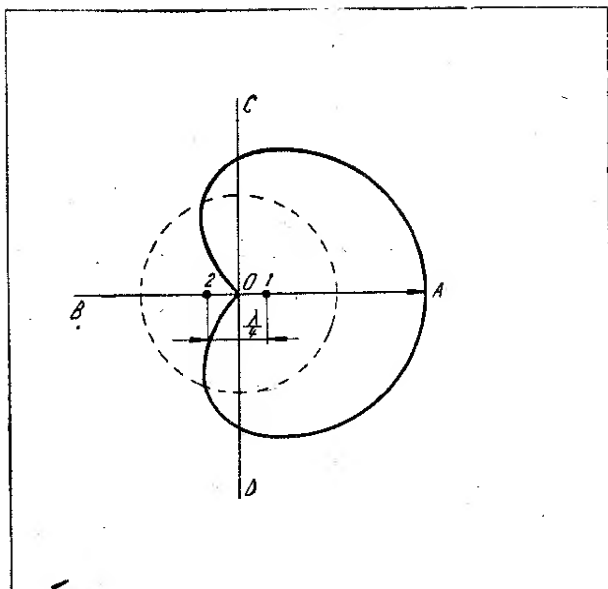


Obr. 18.

gie se odráží od různých blízkých překážek. Tyto odrazy působí i částečné stáčení polarisace.

V praxi bývá většinou žádáno, aby antena vysílala nebo přijímala hlavně z jednoho určitého směru. Přidáním dalšího prvku je možno dosáhnout příjmu usměrněného převážně na jednu stranu. Tento případ je uveden na obr. 19. Je to případ, kdy antena pozůstává ze dvou paralelně uložených zářičů, nalézajících se ve vzdálenosti $\lambda/4$. Proud v zářiči 1 je fázově zpožděn o 90° vůči proudu v zářiči 2. V tomto případě ve směru OA vlna ze zářiče 2 prochází vzdálenost rovnou $\lambda/4$. Nastává tím zpoždění fáze o 90° proti proudu v zářiči 2. Protože ale tato vlna je vyzařovaná dipólem, v němž proud předbíhá fázově o 90° oproti proudu v dipólu 1, pak v případě vlny postupující směrem OA nastává koinkidence fáze a síla pole v tomto směru se zdvojnásobuje. V opačném směru vlna ze zářiče 1 je o 90° fázově zpožděná. Mimo to ve směru OB nastane ještě další zpoždění o 90° , takže proudy na dipólu 2 jsou fázově vzájemně otočené o 180° . Obě vlny se vzájemně potlačují a příjem v tomto směru není žádný.

Ve směru OC nebo OD jsou obě vlny vzájemně otočené o 90° . Výsledná síla pole je $1,4 \times$ větší než síla pole přijímaného jediným dipólem. Tímto způsobem se dosahuje vyzařovacího diagramu, které má maximum pouze v jednom směru. Výsledek je takový, že dipól 2 zdánlivě odráží vlny vyzařované dipólem



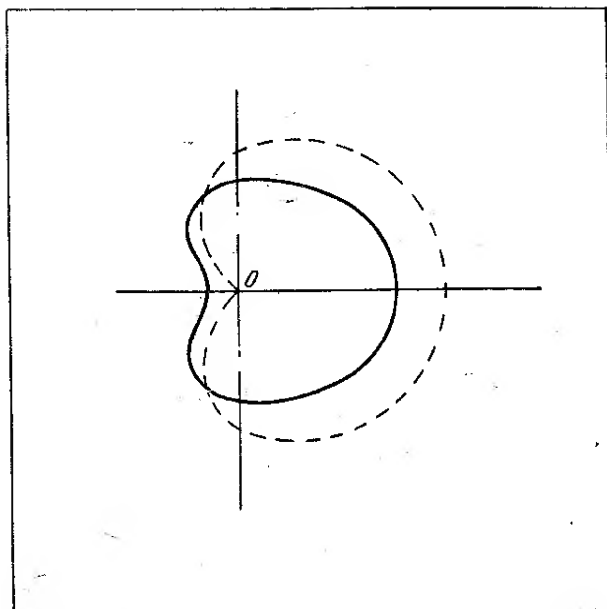
Obr. 19.

1. Proto nazýváme dipól 1 zářičem a dipól 2 zrcadlem nebo reflektorem.

Přivádí-li se energie z generátoru napaječem jak k zářiči, tak i k reflektoru, nazýváme v tomto případě reflektor aktivním. Takovéto reflektory se používají pouze u speciálních složitých anten. Většinou v přijímacové praxi se používá pasivního reflektoru. Je to dipól, který není galvanicky spojen se zářičem. Jeho délka je o něco větší než délka dipólu pracujícího jako zářič.

Pasivní reflektor přijímá část energie, vyzařované zářičem. Toto vlnění prochází vzdálenost rovnou $\lambda/4$. V důsledku toho nastává zpoždění fáze o 90° . Elektromotorická síla indukovaná v reflektoru je o dalších 90° zpožděná za polem, které ji budilo. Protože délka reflektoru je větší, než je třeba pro stav resonance, je vstupní odpor reflektoru induktivní (stejně jako otevřené vedení s délkou větší než $1/4$ délky vlny). V tomto případě je proud zpožděn o dalších 90° za elektromotorickou silou. Výsledek je ten, že proud v reflektoru je zpožděn proti proudu v zářiči přibližně o 270° , což odpovídá fázovému předbíhání o 90° .

A toto je, jak jsme již vysvětlili, podmínkou pro dosažení směrové charakteristiky zaměřené na protilehlou stranu reflektoru.



Obr. 20.

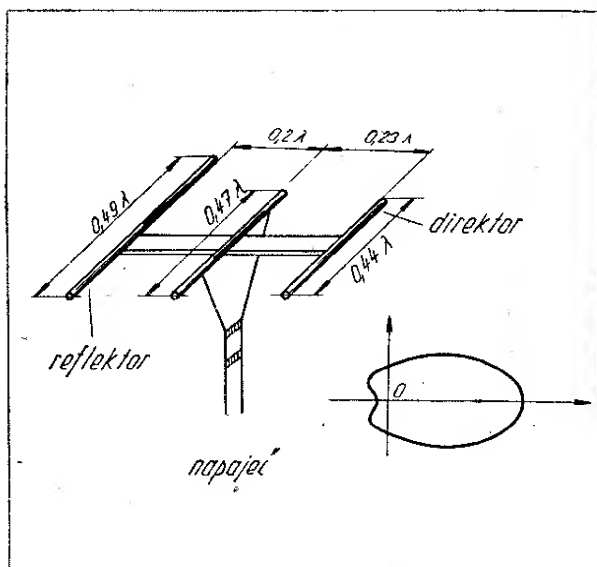
Je jasné, že pasivní reflektor pracuje o něco hůř než aktivní. Proud, který se v něm vybudí, je menší než proud v zářiči a stočení fáze není přesně 90° . V důsledku toho směrová charakteristika odpovídá přibližně stavu, vyznačenému na obr. 20. Jak patrně, s pasivním reflektorem se nedosahuje zdvojení síly pole ve směru největšího vyzařování a nepotlačuje se úplně vyzařování na protilehlou stranu. V praxi se volí délka reflektoru a vzdálenost mezi reflektorem a zářičem taková, aby vyzařování ve směru reflektoru bylo co nejmenší a ve směru zářiče co největší.

Je možný ještě druhý způsob připojení anteny. Budeme-li přivádět energii z generátoru k dipólu 2 (obr. 19) a provedeme-li zářič 1 jako pasivní za současného zkrácení jeho délky o 5 %, obdržíme směrovou charakteristiku podobnou směrové charakteristice na obr. 20. V takovémto případě je dipól 2 zářičem a dipól 1 nazýváme direktorem. To proto, že usměrňuje vyzařování energie na svou stranu. Činnost direktoru se vysvětluje následujícím způsobem: vlna vyzařovaná zářičem prochází k direktorem vzdálenost rovnou $1/4$ délky vlny. Proto také se fázově opozdí o 90° . Elektromotorická síla na direktoru je zpožděna o dalších 90° . Avšak proud buzený touto elektromotorickou silou ji předbíhá

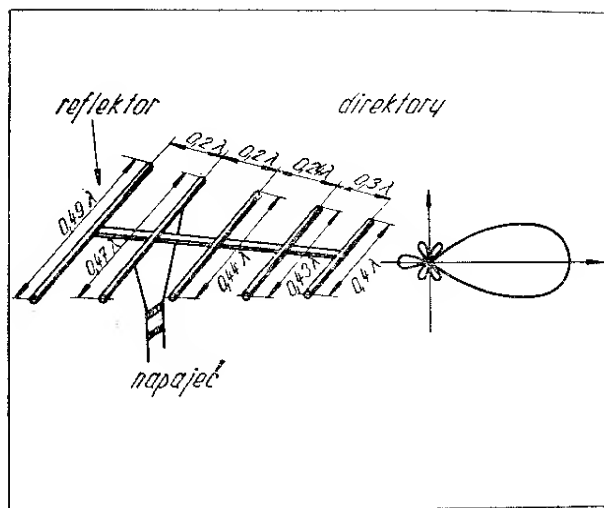
o 90° , protože kratší direktor má vstupní odpor kapacitního charakteru (podobně jako čtvrtvlnné otevřené vedení délky menší než $\frac{1}{4}$ délky vlny). V důsledku toho proud v direktoru je zpožděn přibližně o 90° proti proudu v zářiči a směrová charakteristika směřuje směrem od zářiče k direktoru.

Kombinací obou těchto možností uspořádání anteny vznikla t. zv. tříprvková antena, kterou vidíme na obr. 21. V případě použití většího počtu prvků vzniká víceprvková antena, na př. obr. 22.

Ostřejší směrovosti lze dosáhnout pomocí t. zv. soufázových anten. Pozůstávají z několika prvků, v nichž proudy jsou ve fázi. Počet reflektorů je stejný jako zářičů. Nejjednodušší taková antena, pozůstávající ze 4 prvků je uvedena na obr. 23. Na tomto obrázku je současně uvedena i směrová charakteristika kolmá na osu dipólů (t. zv. ekvatoriální charakteristika. Pro případ horizontální polarisace odpovídá směrová charakteristika vertikálnímu vyzařovacímu diagramu). Zářiče 1 a 3 jsou umístěny ve vzdálenosti poloviny délky vlny nad sebou. Jsou napájeny takovým způsobem, že proudy v nich jsou ve fázi. V tomto případě se směrová charakteristika změní proti směrové charakteristice, kterou jsme uvažovali na obr. 19. Výsledná směrová charakteristika pro dvě napájené anteny

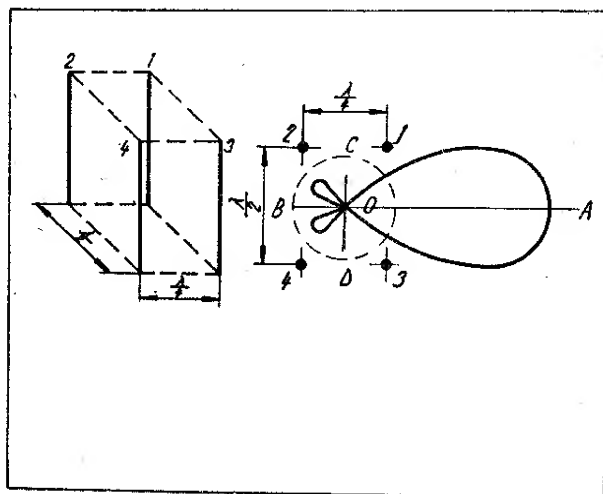


Obr. 21.

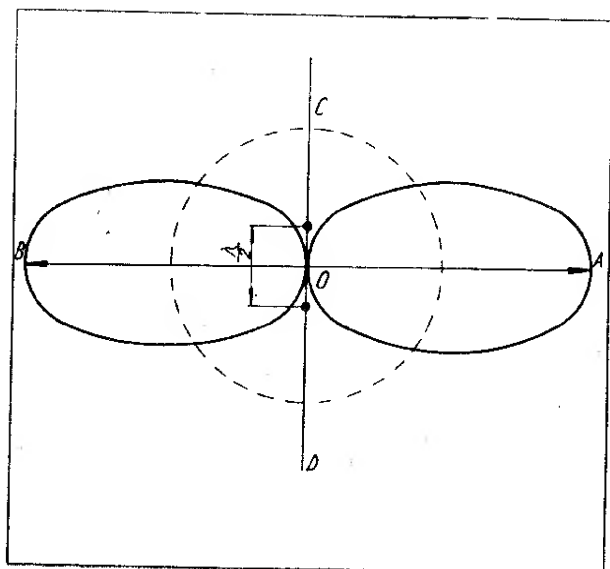


Obr. 22.

bez reflektorů, umístěné nad sebou, je na obr. 24. Avšak vyzařování energie na jednu stranu je potlačováno pomocí reflektorů 2 a 4 (obr. 23), které jsou umístěny ve vzdálenosti $\frac{1}{4}$ délky vlny od zářičů 1 a 3. V důsledku toho maximum vyzařování je pouze v jednom směru OA a je asi $4 \times$ větší než u jednoduchého dipólu. Směrová charakteristika jednoduchého dipólu je na obr. 23 vyznačena čárkovaným kruhem. Zvětšováním počtu dipólů je možné učinit směrovou charakteristiku ještě ostřejší. Důležité však je, aby počet antenních soustav umístěných vedle sebe nebo nad sebou (v patrech) byl sudý a celkový počet prvků byl násobkem 4. Neodpovídá-li celkový počet prvků tomuto požadavku,



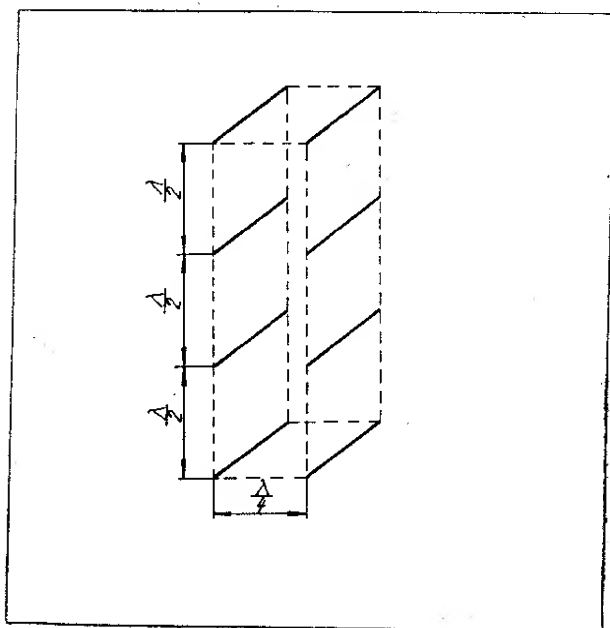
Obr. 23.



Obr. 24.

nebude směrová charakteristika vykazovat potlačení vyzařování v bočních směrech OC a OD .

Nedostatkem složitých soufázových anten jsou t. zv. boční lalůčky ve vyzařovací charakteristice. Za obvyklých podmínek tato boční maxima vyzařování (lalůčky) nepůsobí zvláštní potíže. Je však třeba mít na paměti, že zvětšování počtu antenních soustav nad sebou zlepšuje směrovost pouze ve směru svislém. Má-li být zlepšena směrovost i v rovině procházející podélně osou dipólu, je třeba



Obr. 25.

zvětšovat počet prvků podél přímky procházející od anteny k vysilači. U anteny, která má mít dobrou směrovou charakteristiku jak v horizontálním, tak vertikálním směru, je třeba zvyšovat počet prvků v obou směrech. Nejjednodušší antena, která má tyto vlastnosti, se skládá ze čtyř zářičů a stejného počtu reflektorů. Prostorové umístění takové anteny je prakticky rovnocenné, provedli se způsobem vyznačeným na obr. 25 nebo 26. Na obr. 26 je vyznačena ještě prostorová směrová charakteristika takové anteny. Vidíme, že hlavní směr, ve kterém probíhá vyzařování nebo příjem energie, má protáhlý kapkovitý tvar.

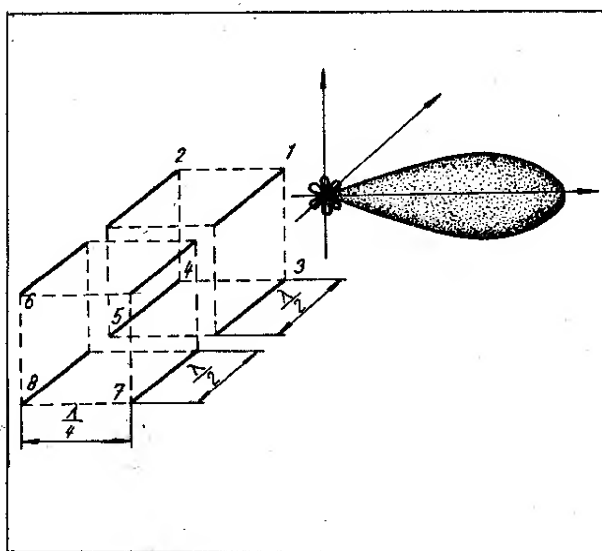
Připojení svodu k anteně

U nejjednodušších VKV anten je vyzařovacím prvkem jediný dipól. Složitější anteny mají několik prvků. Pro přesné nastavení délky dipólu na požadovanou vlnu musí jeho délka odpovídat délce l z rovnice

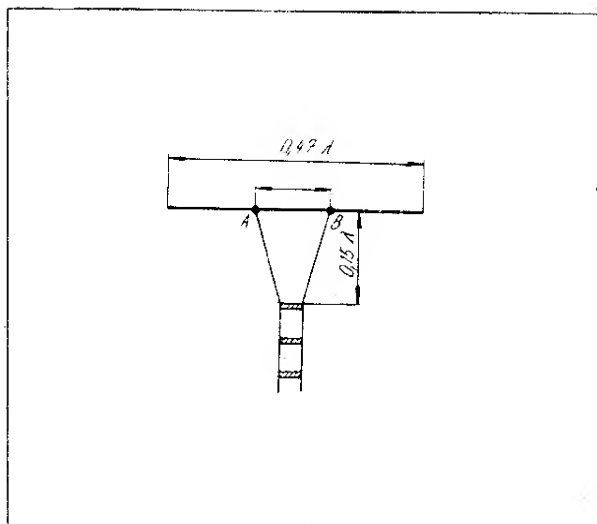
$$l = k \frac{\lambda}{2}$$

k zde značí zkracovací koeficient, který závisí na poměru délky vlny k průměru vodiče zářiče λ/d . Hodnoty zkracovacího koeficientu jsou uvedeny v tab. č. 3.

Je třeba pamatovat, že zářič, zhotovený z tenkého vodiče, má vysokou ja-



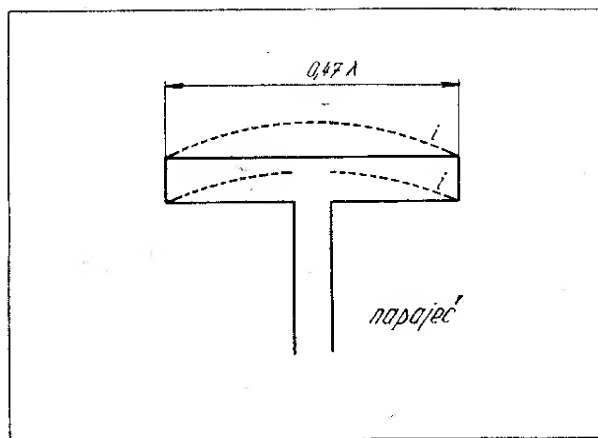
Obr. 26.



Obr. 27.

kost Q a tedy i úzké pásmo propouštěných kmitočtů. Při příjmu televizních pořadů máme co dělat se širokopásmovým signálem, takže nelze volit průměr vodičů zářiče příliš malý. Obvykle se používá trubek o \varnothing 10 až 30 mm.

Ať již stavíme antenu jakkoliv provedenou, je důležité zajistit správné napájení celého antenního systému. Nejjednodušší případ, kdy připojujeme jednoduchý zářič na dvoudrátové vedení, je vyznačen na obr. 27. Dvoudrátové vedení je připojeno k zářiči v místech A i B . Tato místa jsou poněkud vzdálena od středu dipólu, kde je maximum proudu a přibližují se koncům, kde je maximum napětí. Uprostřed dipólu je vlnový odpor přibližně 75Ω . Místa A i B volíme tak, aby vlnový odpor mezi těmito body odpovídal vlnovému odporu dvoudrátového napáječe. Část napájecího dvoudráty pracuje jako impedanční transformátor a přizpůsobuje vlnový odpor svodu vlnovému odporu anteny. Tento způsob připojení napáječe se nazývá delta-transformátorem. Čím více vzrůstá vzdálenost mezi vodiči v bodě AB , tím více stoupá i vlnový odpor mezi těmito body.

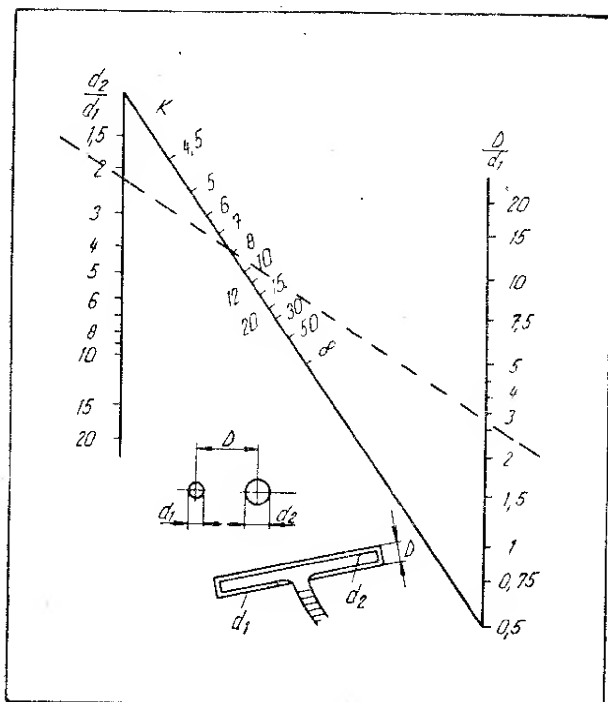


Obr. 28.

Široké uplatnění našel t. zv. skládaný dipól. Je to antena, která pozůstává ze dvou půlvlnných dipólů, umístěných blízko sebe a vzájemně na koncích spojených (obr. 28). Vzdálenost mezi zářiči u skládaného dipólu musí být mnohem menší než délka samotných zářičů. Proud v obou zářičích má stejný směr a proto takovýto dipól odpovídá dipólu, ve kterém protéká dvojnásobný proud. Vyzarovací odpor a tím i vstupní vlnový odpor je přibližně $4 \times$ větší než u jednoduchého dipólu a činí přibližně 300 ohmů. Při této hodnotě vstupního vlnového odporu je možné snadno dosáhnout přizpůsobení s dvoudrátovým svodem, který sám o sobě má vlnový odpor 300 ohmů. Uspořádání anteny podle obr. 28 má ještě další výhodu. Umístění dvou zářičů do vzájemné blízkosti se zvětšuje šířka pásma, přijímaného antenou. Vstupní odpor skládaného dipólu je možné do značné míry zvětšit, když vodiče obou zářičů jsou různého průměru. Hodnotu vstupního odporu skládaného dipólu s různým průměrem vodičů je možné odečíst z nomogramu obr. 29. Na levé svislé ose se odečítá poměr průměru vrchního zářiče d_2 k průměru spodního zářiče d_1 . Na pravé

Tab. 3. Hodnoty zkracovacího koeficientu.

λ/d	20	40	100	200	400	1000	2000	4000	10 000
k	0,925	0,942	0,956	0,962	0,967	0,970	0,972	0,975	0,978

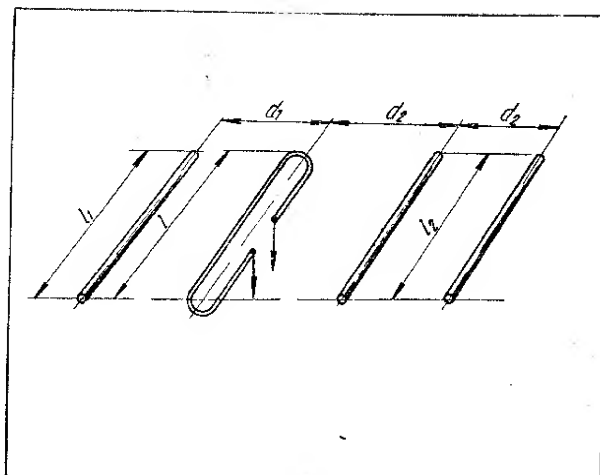


Obr. 29.

svislé ose je vynesena poměr vzdálenosti obou zářičů k průměru d_1 . Spojením dvou známých bodů na svislých osách přímkou, obdržíme v průsečíku této přímky s nakloněnou osou hodnotu koeficientu k , který nám udává, kolikrát je vstupní odpor skládaného dipólu větší než vstupní odpor jednoduchého půlvlnného dipólu. Je jasné, že lze tímto způsobem získat na př. odstup D , známe-li poměr průměru d_2 ku d_1 a velikost vstupního odporu Z_{vst} .

V praxi se nejčastěji používá antena s reflektorem a direktory, u které je použit obyčejný půlvlnný dipól nebo skládaný dipól (obr. 30). Výpočet takovýchto anten je velmi obtížný. Proto je nejlépe používat orientačních hodnot, které dále uvedeme. Pro dosažení nejlepších výsledků je pak třeba antenu seřadit zkusmo, při čemž se charakter vyzařovacího diagramu měří pomocí indikátoru síly pole.

Zavedení pasivních dipólů, reflektorů a direktorů zmenšuje vstupní odpor anteny. Čím menší jsou vzdálenosti mezi jednotlivými prvky, tím menší je vstupní odpor anteny. Vzdálenost mezi jednotlivými prvky lze volit v rozmezí od $0,1 \lambda$ do $0,25 \lambda$. Zmenšení této vzdálenosti



Obr. 30.

snižuje vlnový odpor anteny a zúžuje přijímané kmitočtové pásmo. Antena má však větší směrovost. Rozměry prvků a jejich vzdálenosti pro několik nejčastějších typů anten s pasivními prvky jsou uvedeny v tab. 4. Označení rozměru odpovídá označení na obr. 30. V této tabulce jsou také uvedeny hodnoty vstupního odporu anteny pro případ, kdy zářičem je obyčejný půlvlnný dipól. Zisk anteny je uveden taktéž v poměru k jednoduchému dipólu. V případě, kdy zářičem je skládaný dipól, pak vstupní odpor anteny se zvětšuje $k \times$, při čemž k je koeficient, který jsme určili z nomogramu na obr. 29. V nejjednodušším případě, kdy skládaný dipól má stejné průměry vodičů, je $k = 4$. Nemá-li být vstupní odpor víceprvkové anteny příliš malý, musí být v antenní soustavě použito skládaného dipólu.

Jako přizpůsobovacího členu se používá čtvrtvlnného vedení, zapojené mezi svod a zátěž, který pracuje jako transformátor odporu. Předpokládejme, že vlastní dvoudrátové vedení má odpor Z_0 a odpor zátěže R neodpovídá Z_0 . Vstupní odpor transformačního čtvrtvlnného vedení, t. j. odpor v místě AB se rovná (obr. 31):

$$Z_{AB} = \frac{Z_{Tr}^2}{R}.$$

Z_{Tr} představuje vlnový odpor transformačního vedení. Správnou volbou velikosti Z_{Tr} lze dosáhnout toho, že $Z_{AB} =$

Tab. 4.

Typ anteny	Rozměr v λ					Z_{vst}	Zisk anteny v dB
	l	l_1	l_2	d_1	d_2		
Dipól s reflektorem	0,48 0,48	0,5 0,48	— —	0,1 0,25	— —	15 60	cca 2,8 2,5
Dipól s reflektorem a direktorem	0,48 0,48	0,49 0,48	0,47 0,47	0,15 0,25	0,1 0,1	10 20	cca 4,5—5,5
Dipól s reflektorem a 2 direktory	0,48 0,48	0,49 0,48	0,47 0,46	0,15 0,25	0,1 0,1	8 15	cca 5,5—6,8

$= Z_0$. V takovémto případě bude přenos energie nejlepší. Ve vlastním transformačním vedení napravo od místa AB (viz obr. 31) bude pracovní stav kombinovaný. Protože stojatá vlna vzniká jen na krátkém úseku svodu (dlouhém $\lambda/4$), nemá tento případ prakticky žádný vliv na celkovou účinnost svodu. Potřebnou velikost Z_{Tr} lze vypočítat podle rovnice:

$$Z_{Tr} = \sqrt[2]{Z_0 R}.$$

Bude-li na př. Z_0 rovné 300 ohmů a R 25 ohmů, pak $Z_{Tr} = \sqrt[2]{300 \cdot 25} = 86,5$ ohmů. V tomto případě nastane rozděl-

ení proudu a napětí podél vedení tak, jak je to uvedeno na obr. 31. Poměr stojatých vln na tomto vedení bude:

$$\sigma = \frac{Z_{Tr}}{R} = \frac{86,5}{25} = 3,47.$$

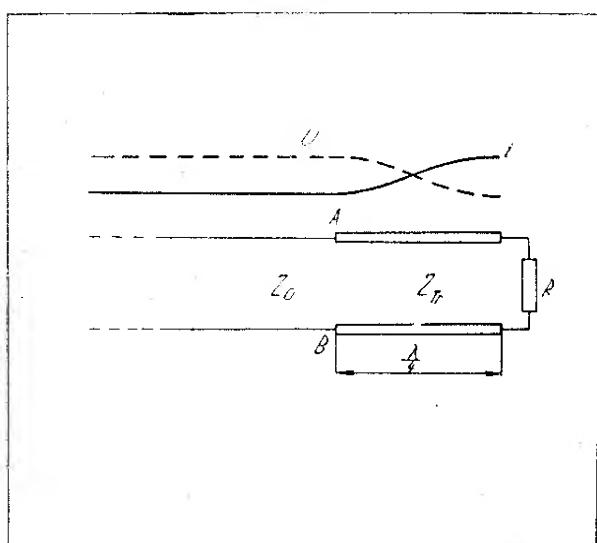
Velikost proudu i napětí podél tohoto vedení se mění $3,47 \times$, při čemž proud ke konci vedení vzrůstá a napětí se zmenšuje. Poměr mezi proudem a napětím na konci vedení udává zatěžovací odpor.

$R = \frac{U_{min}}{I_{max}} = 25$ ohmů. Na začátku vedení je napětí 3,47krát větší a proud menší než na konci vedení. Z toho vyplývá,

$$\begin{aligned} Z_{AB} &= \frac{U_{max}}{I_{min}} = \frac{3,47 U_{min}}{0,288 I_{max}} = \\ &= 12 R = 300 \text{ ohmů, t. j. } Z_0. \end{aligned}$$

Tímto způsobem čtvrtvlnné vedení převrtává zatěžový odpor 25 Ω na 300 Ω a zajišťuje tak poměr stojatých vln 1 (t. j. pracovní stav výlučně postupující vlnou) v hlavním svodu. Kdybychom nepoužili přizpůsobovacího transformátoru, byl by poměr stojatých vln v hlavním vedení $= \frac{300}{25} = 12$, tedy velmi značný.

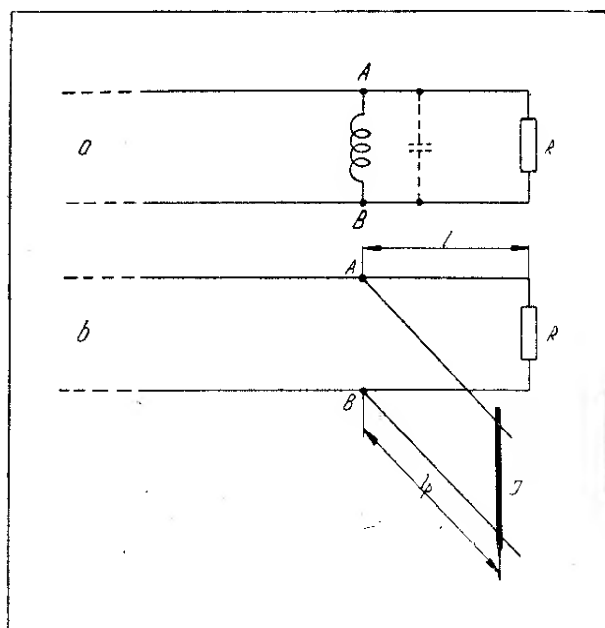
Abychom dosáhli nutného vlnového odporu přizpůsobovacího transformátoru, volí se průměr vodiče d , nebo vzdálenost obou vodičů b taková, aby vý-



Obr. 31.

sledné Z_{Tr} odpovídalo požadované hodnotě. Vzdálenosti i průměry odečteme z tab. 1. (str. 173). Toto přizpůsobování lze použít nejen pro symetrická vedení, ale i pro koaxiální kabely, u kterých se Z_{Tr} získává volbou průměru vnitřního vodiče k vnějšímu. Nevýhodou však zůstává obtížná montáž a tak v případě, kdy používáme jako svodu koaxiálního kabelu, provedeme nejprve transformaci vstupního odporu anteny symetrickou dvoulinkou a pak teprve symetrisaci koaxiálního kabelu, který připojujeme na konec transformačního čtvrtvlnného vedení.

Čtvrtvlnný transformátor se hodí pouze pro přizpůsobování čistě ohmických zátěží a pro jeden kmitočet. Při změně délky vlny bylo by třeba měnit délku transformačního vedení, což je nevýhodné. V případě, kdy zatěžovací odpor má jalovou složku, nebo kdy přizpůsobení má být provedeno pro různé kmitočty, přizpůsobovací zařízení musí být poněkud složitější. Víme, že na vedení zakončeném impedancí Z , která neodpovídá charakteristické impedanci, nastane odraz. Je možné vyvolat uměle ještě další odraz, který bude co do amplitudy stejně veliký, ale fázově otočený proti první odražené vlně. Je jasné, že se tyto dvě odražené vlny v místě připojení



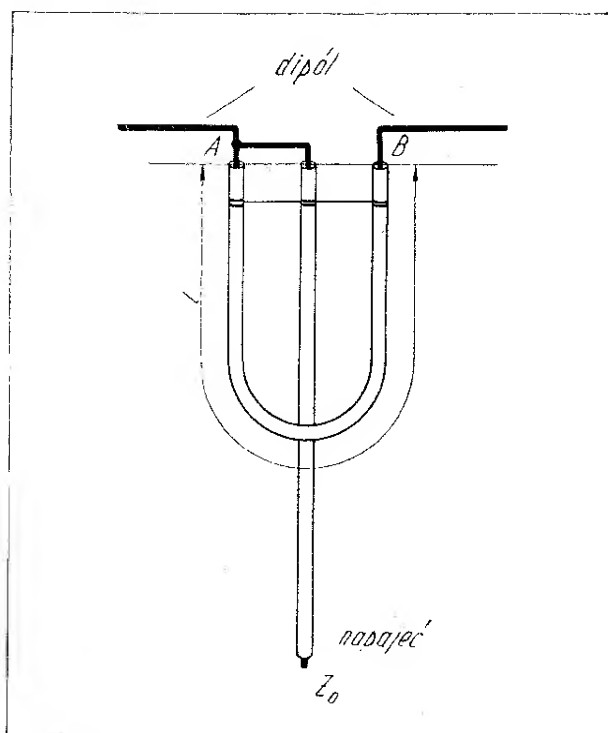
Obr. 32.

na svod vzájemně vyrovnají a ve vedení nastane stav čisté postupné vlny.

Druhou odraženou vlnu lze získat tím, že v bodech A i B vedení připojíme jalový odpor (induktivní nebo kapacitní). Potřebná amplituda u fáze této druhé odražené vlny se nastavuje volbou místa A i B , t. j. změnou vzdálenosti l a změnou velikosti jalové složky. Jalová zátěž nedává vznik ztrátám, protože neobsahuje ohmický odpor (mimo ztrátového odporu, který však obvykle můžeme zanedbat).

V praxi se místo proměnné indukčnosti nebo kapacity připojuje paralelně k napájecí část vedení (obr. 32b). Délku dodatečného vedení (t. zv. pahýlu) lze měnit posuvným zkratovacím jhem J . Jak víme, takovýto úsek vedení má jalový vstupní odpor, a to induktivní při délce pahýlu l_p menší než $\lambda/4$ a kapacitní při délce l_p větší než $\lambda/4$. Aby rozměry pahýlu příliš nenarostly, volívá se obvykle jeho délka l_p kratší než $\lambda/4$, t. zn., že pahýl se používá jako induktivní odpor. Přesouváním zkratovacího jha J a změnou polohy bodů A i B hledá se takové nastavení, při kterém v hlavním vedení se dosáhne nejmenšího poměru stojatých vln. Polohu bodů A i B , t. j. vzdálenost l a délku pahýlu l_p lze vypočítat. Protože ale přesná hodnota reálné a imaginární složky vstupního odporu anteny nebývá známa a k jejímu měření je třeba speciálních zařízení, je nejlépe vyrovnání přizpůsobovacího pahýlu provádět zkusmo, podle indikátoru stojatých vln a pomocného generátoru.

Pro přizpůsobení souosého kabelu k symetrickému svodu nebo anteně se používá t. zv. symetrisační smyčky. Nejjednodušší provedení smyčky je uvedeno na obrázku 33. Pozůstává z kousku souosého kabelu, který je připojen v bodě A jak k napájecí, tak i k zátěži. Vnější opletení souosých kabelů jsou propojena mezi sebou. Elektromagnetická vlna, která projde přes smyčku do místa B , musí mít 180° fázové zpoždění vzhledem k bodu A . Aby tato podmínka byla splněna, musí být délka smyčky $l = \frac{\lambda}{2\sqrt{\epsilon}}$. Zde λ je pracovní délka vlny a ϵ dielektrická konstanta isolantu.



Obr. 33.

U většiny souosých kabelů s plným dielektrikem mezi vnitřním vodičem a vnějším opletením zbývá $\varepsilon = 2,3$. Z toho vyplývá:

$$l \approx \lambda/3.$$

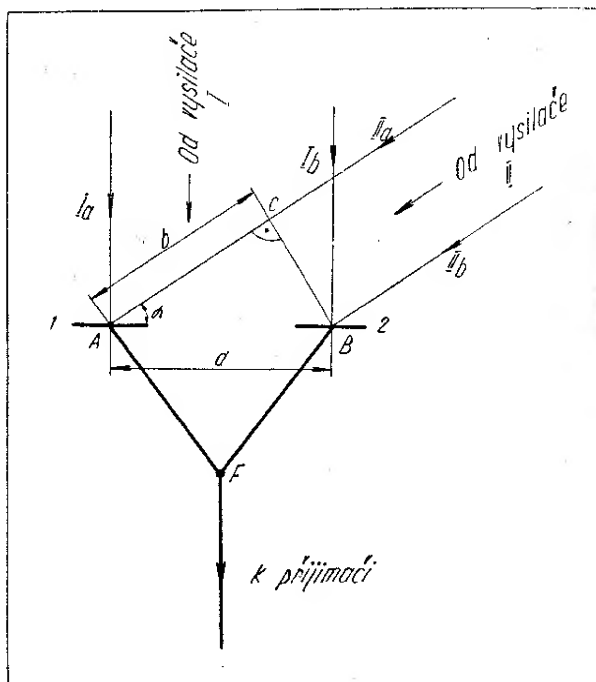
Protože v bodě A i B je vzájemně fáze otočena o 180° , je možné k těmto bodům připojit symetrickou zátěž. Je-li vlnový odpor souosého kabelu Z_0 , pak výstupní odpor smyčky, t. j. odpor mezi body A i B roven $4 Z_0$. Aby nastalo správné přizpůsobení, musí být Z_{vst} anteny taktéž $4 Z_0$. Při použití souosého kabelu, na př. 75Ω , je třeba používat skládaného dipólu, který má Z_{vst} 300 ohmů. V případě, kdy vlnový odpor anteny se značně liší od $4 Z_0$, zapojí se mezi antenu a smyčku dodatečná čtvrtvlnná vedení, která působí jako přizpůsobovací transformátor.

Při příjmu televizního pořadu obzvláště v místech, kde síla signálu je menší, pociťují diváci obzvláště nepříjemné rušení od různých zdrojů. Aby obrázek měl dobrou jakost, musí poměr užitečného signálu k signálu rušivému být alespoň 1 : 20 nebo více. Zdrojem rušení mohou být odražené signály způ-

sobující duchy na obraze, elektromagnetická vlnění z různých zdrojů, nebo i rušení od automobilových vozidel, projíždějících po nedaleké silnici. K získání co největšího užitečného napětí se používají několikanásobné anteny. Při umístění několika antenních soustav vedle sebe nebo nad sebou lze získat takové tvary směrových charakteristik, které nám dovolí přijímat co nejvíce z hlavního směru a prakticky potlačit příjem z nežádaného směru.

Při uspořádání dvou dipólů podle obr. 34 vedle sebe ve vzdálenosti d , která je malá v poměru k vzdálenosti přijímaného vysilače, bude směr, kterým dopadá vlnění z vysilače I na oba dipóly 1 a 2 paralelní (I_a a I_b). Energie, kterou budou oba dipóly při příjmu vysilače I zachycovat, probíhá od vysilače až k bodu F , t. j. místu připojení svodu, stejnou vzdálenost. To proto, že jak vzdálenost anteny od vysilače, tak i délky přívodního kabelu od anten do bodu F jsou stejně dlouhé. Zachycené elektromagnetické vlnění dochází proto do bodu F ve fázi, takže se sčítá.

Při příjmu vysilače II nebudou již obě elektromagnetická vlnění v bodě F ve fázi. Elektromagnetické vlnění II_a má



Obr. 34.

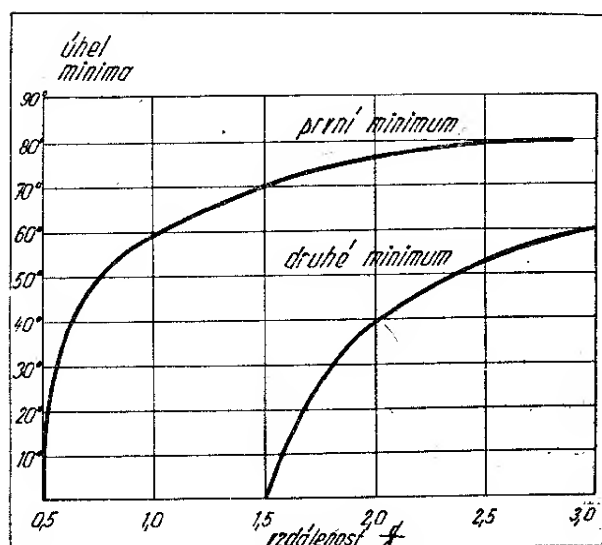
oproti vlnění II_b k anteně delší cestu o vzdálenost b . Elektromagnetické vlnění až do okamžiku, kdy je zachyceno dipólem 1 potřebuje ve směru II_a dobu, která je větší o časový úsek, potřebný k proběhnutí vzdálenosti b . V případě, kdy tento rozdíl je právě tak veliký, že nastane fázový posun o 180° (t. j. případ, kdy vzdálenost b se rovná $\frac{1}{2}$ délky vlny nebo lichému násobku $\frac{1}{2}$ délky vlny), pak zůstává v bodě F napětí, které se rovná rozdílu obou zachycených napětí. V případě kdy energie, zachycená oběma dipóly, je stejná, nastane v bodě F úplné vykompensování zachycené energie z vysilače II . Můžeme předpokládat, že velikost zachycené energie je u obou dipólů stejná, protože vzdálenost obou anten odpovídá délce d , která je malá oproti vzdálenosti vysilače. Vzdálenost b lze snadno vypočítat z pravoúhlého trojúhelníku ABC

$$b = d \cos \alpha$$

Aby bylo dosaženo nulového příjmu musí se vzdálenost d rovnat polovině délky vlny (nebo lichému násobku), t. zn., že pro úhel dopadu α musí být vzdálenost d

$$d = (2n-1) \cdot \frac{\lambda}{2} \cdot \frac{1}{\cos \alpha}.$$

(n je vždy celé číslo).



Obr. 35.

Volbou vzdálenosti d obou anten lze tedy umístit místo nulového příjmu do směru, ze kterého přichází rušivý signál. Pro přehled je na obr. 35 uvedena závislost mezi vzdáleností obou anten a úhlem, ve kterém nastává nulový příjem. Na obr. 36b a c jsou uvedené horizontální vyzařovací diagramy dvou antenních soustav, každá s jedním direktorem a reflektorem (tedy dvě tříprvkové anteny). Na obr. 36a vidíme směrovou charakteristiku jedné takové anteny. Na obr. 36b je uvedena směrová charakteristika pro případ, kdy dvě soustavy anten jsou vzdáleny $0,8 \lambda$. Na obr. 36c naproti tomu je uveden stav, kdy vzdálenost se zvětšila na 2λ . Při velké vzdálenosti rozčleňuje se horizontální vyzařovací diagram na celou řadu vedlejších laloků, které mají téměř stejnou velikost jako hlavní lalok. Vystává proto nebezpečí příjmu případného dalšího rušivého signálu.

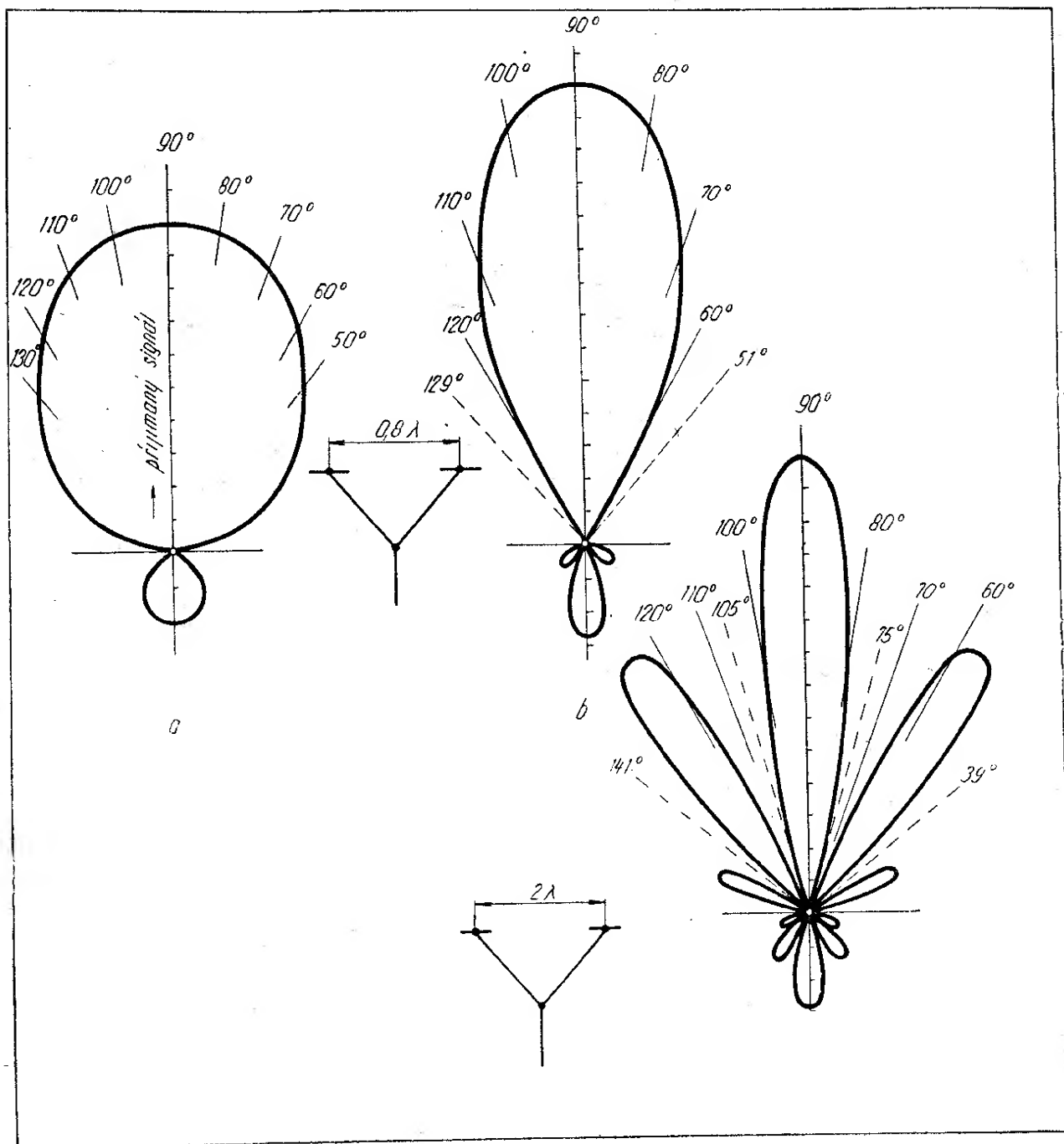
V případě, kdy umístíme dvě anteny nad sebou, platí pro vertikální vyzařovací diagram totéž co bylo řečeno pro horizontální vyzařovací diagram u anten, umístěných vedle sebe. Antenami umístěnými nad sebou odstraňujeme hlavně rušení od zapalování motorových vozidel. Obr. 37b představuje vertikální vyzařovací diagram dvou a obr. 37c čtyř nad sebou umístěných tříprvkových anten. Na obr. a je uveden vyzařovací diagram jednoduché anteny. Uvedené vyzařovací diagramy platí pro vzdálenost mezi jednotlivými antenami $d = \lambda/2$. I v tomto případě je třeba dbát na příjem ve směru vedlejších lalůček. Zatím co v případě a je poměr užitečného napětí k napětí rušivému 1 : 1, je tento stav v případě b a c přibližně 4 : 1. Vidíme tedy, že přes mnohem větší náklad nebylo v případě c dosaženo lepšího výsledku oproti dvěma antenami umístěným nad sebou. Důvodem pro tento stav je vedlejší lalok, který spadá přímo do nežádaného směru. V takovém případě je třeba vzdálenosti anten umístěných nad sebou přizpůsobit místním podmínkám tak, aby rušivý signál zapadl do místa minima.

Při zapojování dvou antenních soustav paralelně k sobě v bodě F je třeba pamatovat na to, aby svod byl přizpů-

sobený. Je-li tedy vedení k přijímači provedeno na př. dvoudrátovém vedením o vlnovém odporu 300Ω , pak obě pomocná vedení z bodu A a B do bodu F musí mít vlnový odpor dvojnásobný, t. j. 600 ohmů . V tomto případě je třeba připojit přizpůsobovací čtvrtvlnné vedení ještě mezi antenu a přívod do bodu F .

Uvažovali jsme případ, kdy délka vedení od anteny až do společného bodu

F je stejně dlouhá. Fázový rozdíl proudů v anteně byl působen pouze prostorovým rozmístěním jednotlivých anten. Fázový úhel lze měnit též různou délkou napájecího kabelu. Příklad uspořádání s obzvlášť výhodným předozadním poměrem, dosaženým nesoufázovým napájením anten, je na obr. 38. Antena 1. je připojena do společného bodu F vedením dlouhým $\lambda/4$. Dílčí přívody jsou



Obr. 36.

prodloužené o stejný, libovolně dlouhý úsek vedení, označený na obr. 38 písmenem x . Elektromagnetické vlnění z vysilače budí v každém dipólu stejné proudy. V případě, kde elektromagnetické vlnění přichází ze směru I , jsou proudy ve společném bodě F ve fázi, protože energie z dipólu 1 přechází dodatečnou vzdálenost $\lambda/4$ v přívodu. Energie zachycená dipólem 2, která byla zpožděna o čtvrtinu délky vlny větší vzdálenosti od vysilače, se vyrovnává.

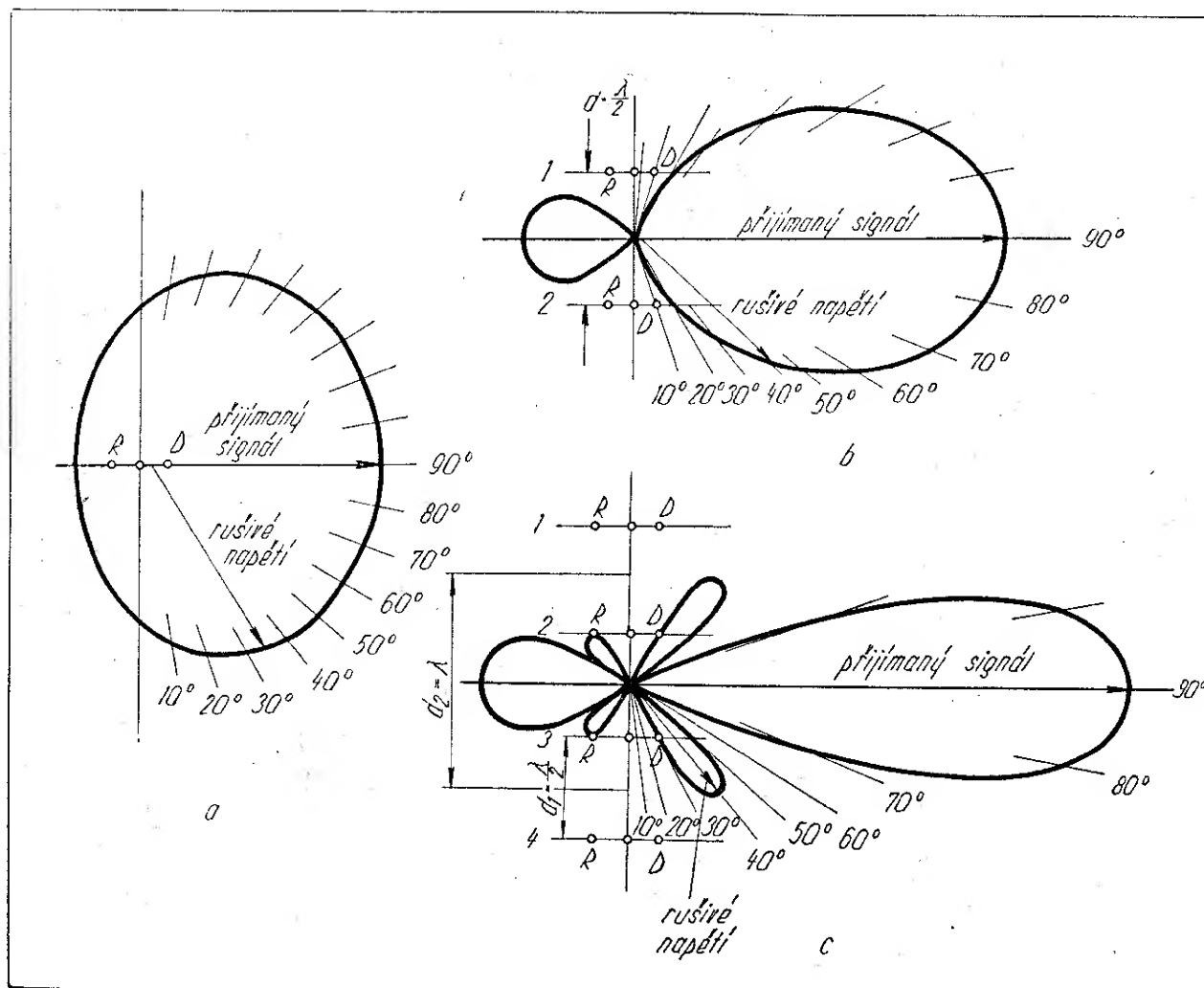
Naproti tomu u vysilače, jehož vlnění přichází ze směru II , nastávají jiné poměry. Energie, která je zachycována dipólem 1, je nejenom zpožděna časově o dobu, potřebnou k překlenutí vzdálenosti $\lambda/4$ k druhému dipólu, ale je ještě dále zpožděna přívodním vedením, které taktéž vnáší zpoždění odpovídající

čtvrtině délky vlny. Výsledné zpoždění tedy odpovídá polovině délky vlny. Příjem ze směru II se tímto odečítá, což ostatně vyplývá taktéž z horizontálního směrového diagramu obr. 38b.

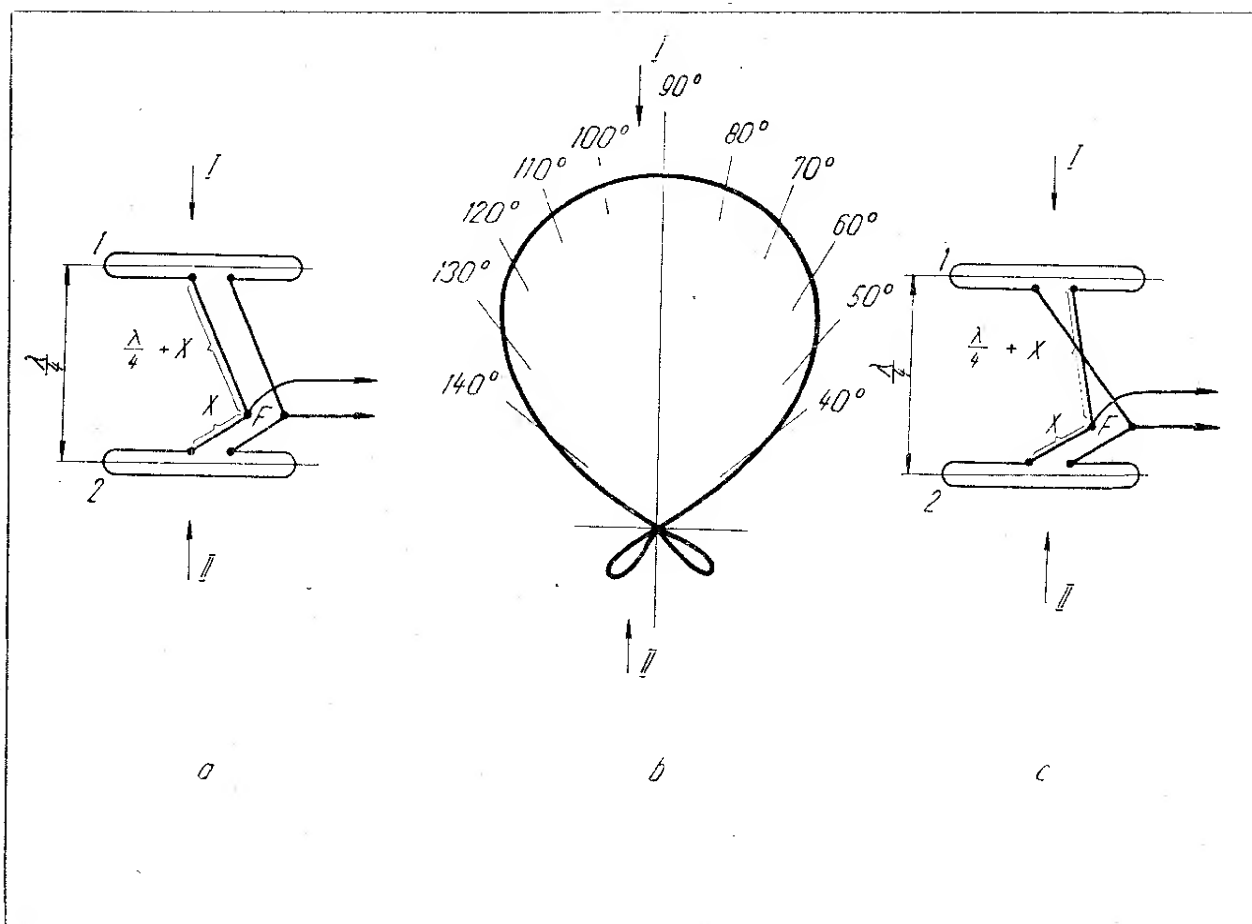
Zajímavé je, že pouhým přepólováním přívodu k dipólu 1, obr. 38c, lze horizontální směrový diagram otočit o celých 180° . Lze tedy pomocí jednoduchého relé ušetřit případnou stavbu otočné anteny.

Pro dálkový příjem televizních pořadů v místě s nepříliš tíživým rušením se používá v první řadě víceprvkových anten jednoduchého provedení. Abychom získali přehled o vlastnostech anten a možnostech zlepšení příjmu při použití té nebo oné anteny, připomeneme si vlastnosti několika nejhlavnějších typů.

Zásadně lze říci, že čím větší počet



Obr. 37.

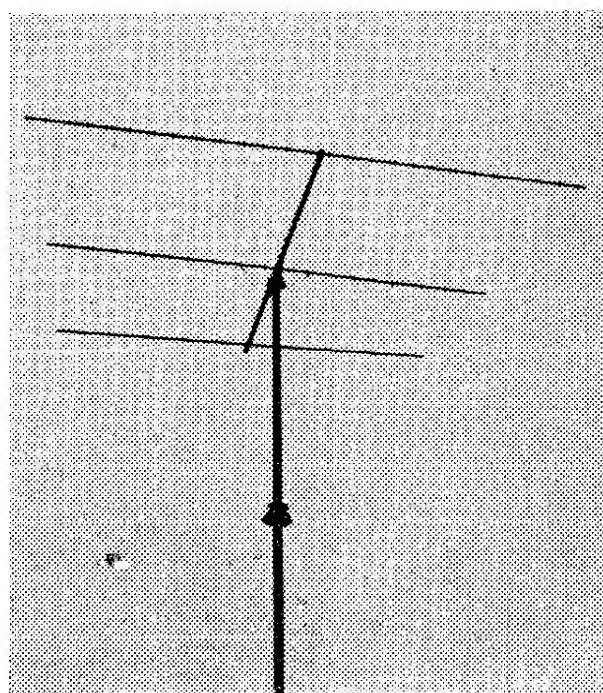


Obr. 38.

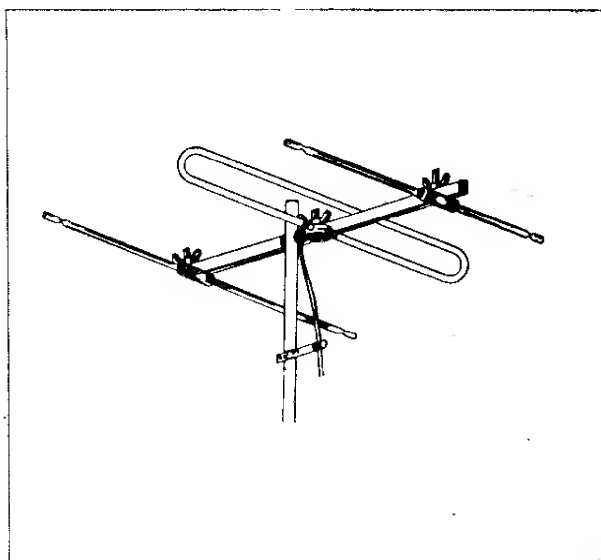
prvků, tím nižší vstupní odpor anteny a tím užší kmitočtové pásmo, které antena zpracovává. Také zmenšující se průměr vodičů (trubek), které tvoří jednotlivé prvky, má vliv na šíři pásma přenášených kmitočtů. Žádáme-li proto větší zisk anteny a chceme-li jej dosáhnout neustálým zvětšováním počtu pasivních prvků, dosáhneme v každém případě citelného zúžení zachycovaného pásma kmitočtů. Taková antena pak přijímá buď dobře obraz a špatně zvukový doprovod nebo naopak.

Antena znázorněná na obr. 39 má celkový zisk asi 5—6 dB, t. zn. napěťový zisk necelých $2\times$. Meridiální (horizontální) vyzařovací diagram má úhel otevření asi 56° . Tento úhel je určen body, na kterých vyzařovaný výkon poklesne na polovinu.

Přidáním ještě jednoho patra k takové tříprvkové anteně se poněkud upraví vertikální vyzařovací diagram (ekvatoriální) a v důsledku toho stoupne zisk



Ukázka provedení tříprvkové anteny s transformací „delta“.



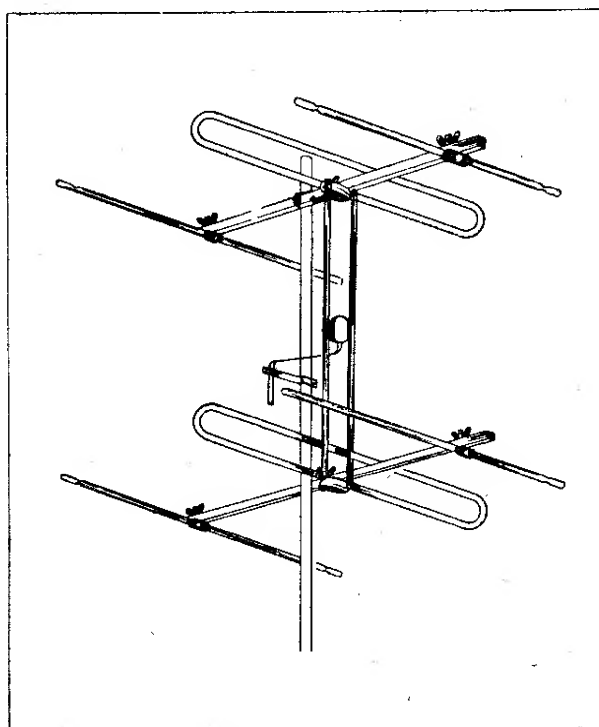
Obr. 39.

anteny asi na 8,5 dB (obr. 40). Tento zisk znamená, že nám antena dává $2,6 \times$ větší výstupní napětí než obyčejný dipól. Vidíme tedy, že přidání dalšího patra anteny nepřináší podstatný zisk, pokud se přijímaného výkonu týče. Znamená však v každém případě přínos vzhledem k potlačení rušivých signálů. Jak jsme si již dříve vysvětlili, lze vhodným nastavením vzdálenosti jednotlivých pater anteny podstatně snížit vliv poruch, přicházejících z určitého, definovaného směru.

Na vyšších kmitočtech lze použít i anten s počtem pasivních prvků větších než 4. Zúžení pásma přenášených kmitočtů je úměrné přijímanému kmitočtu. Máme-li na př. nějakou antenu na kmitočtu 50 MHz se šíří propouštěcího pásma 6 MHz, bude antena stejného provedení na kmitočtu 200 MHz (při lineárním zmenšení všech rozměrů $4 \times$) mít šíří propouštěného pásma 24 MHz. Na vyšším kmitočtu vlivem menší délky přijímané vlny znamená naopak použití stejného průměru trubky jako v I. televizním pásmu, při zkrácení délky prvku, zvětšení širokopásmovosti anteny. Nečiní proto potíže zhotovit pro třetí televizní pásmo mnohoprvkové anteny s dostatečnou šíří propouštěného pásma, zatím co u nižších kmitočtů voliváme maximální počet prvků 4 (1 dipól, 1 reflektor a 2 direktory).

Na obr. 41 je znázorněna šestiprvková antena. Tato šestiprvková antena má zisk asi 8 dB (t. zn. napěťový zisk asi $2,5 \times$). Přidáním tří direktorů jsme tedy zisk anteny zvýšili oproti anteně na obr. 39 asi o 25 %. Vyzařovací úhel se zmenšil z původních 56° na 45° . To ovšem platí jedině za předpokladu správného navržení a nastavení anteny. V případě, kdy pasivní prvky nejsou správně nastaveny, může naopak nastat zhoršení příjmových vlastností.

Přidání dalšího šestiprvkového patra upraví opět vertikální vyzařovací diagram a zvýší zisk asi na 10 dB (napěťově $3,2 \times$). Zvýšení počtu prvků v jednom patře ze šesti na deset znamená zvětšení zisku anteny na asi 9 dB, t. j. asi $2,8 \times$ napěťově. Vidíme tedy, že přidávání prvků není nejvhodnější cestou pro zvýšení zisku anteny. Daleko výhodnější jak z hlediska zisku tak i z hlediska výstupního odporu jeví se použití dipólů napájených místo v napěťovém uzlu (v proudovém maximu) v místě proudového uzlu (t. j. maximu napětí). Jinými slovy je to antena, která pozůstává ze dvou ramen o délce rovnajících se $\lambda/2$, takže tvoří celovlnný dipól. Význačnou vlastností celovlnného dipólu je v první řadě

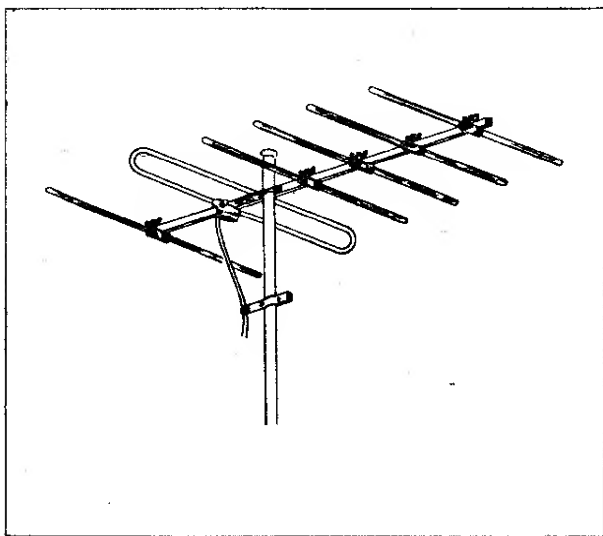


Obr. 40.

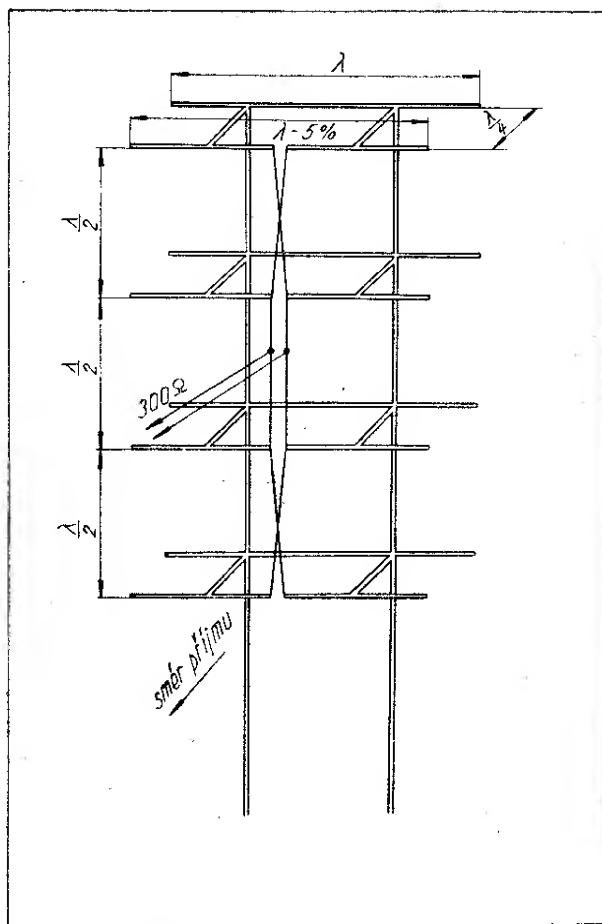
větší širokopásmovost a hlavně mnohem vyšší vstupní odpor, který činí cca 2000 ohmů. Je to způsobeno tím, že v místě připojení svodu je napěťové maximum a proudový uzel. Připojením reflektoru se zmenší impedance anteny asi na 1300 ohmů. Spojením 4 celovlnných dipólů nad sebou dosáhne se v místě napájení vstupního odporu asi 300 ohmů. Tím odpadají potíže s případným přizpůsobováním svodu. Rozměry a provedení takové čtyřnásobné anteny, složené z celovlnných dipólů, je na obr. 42. Jednotlivé rozměry prvků jsou udány v délce přijímané vlny. Nečiní potíží vypočítat si délku jednotlivých prvků pro každý v úvahu přicházející televizní kanál. Střední kmitočet $f_{st\bar{r}}$, který se bere za základ pro výpočet rozměrů anten, vypočítáme ze vzorce

$$f_{st\bar{r}} = \sqrt{f_{obr} \cdot f_{zv}} \quad [\text{MHz}]$$

kde f_{obr} je kmitočet nosné vlny obrazu a f_{zv} je kmitočet nosné vlny zvuku. Takto vypočítaný kmitočet je geometrickým středem přijímaného televizního pásma. Z kmitočtu vypočítáme délku vlny a tato délka vlny nám slouží již za podklad pro určení rozměrů antenní soustavy. U složitějších antenních soustav se počítá celkový počet prvků anteny převedený na základní délku $\lambda/2$. To znamená, že jednoduchý celovlnný dipól označujeme jako dvouprvkový. Popisovaná čtyřpatrová celovlnná an-



Obr. 41.

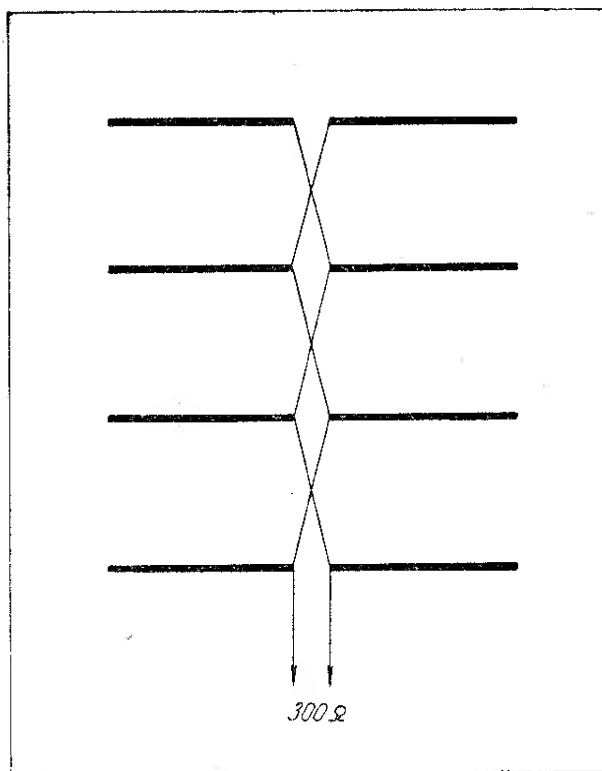


Obr. 42.

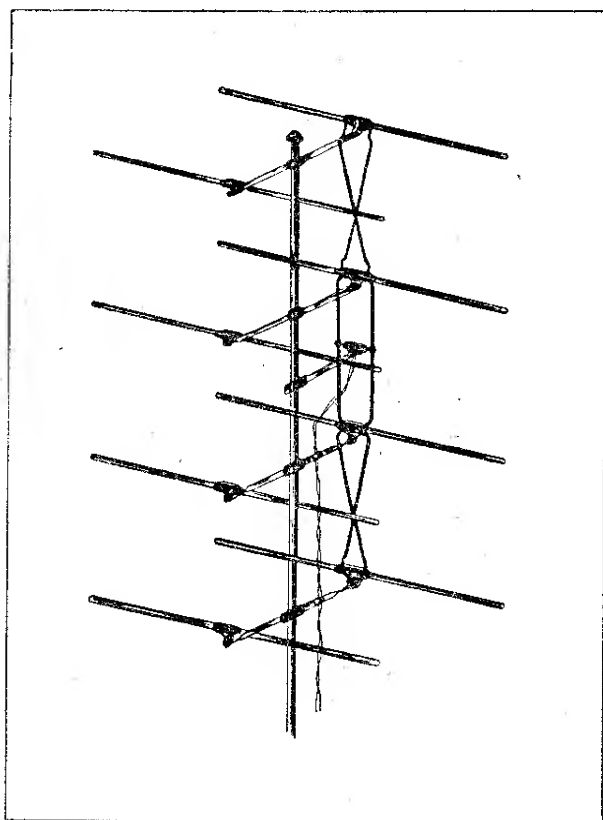
tenní soustava s reflektory je vlastně šestnáctiprvková antena, i když ve skutečnosti je tvořena jen osmi částmi, každá o délce dvakrát $\lambda/2$.

Při montáži anteny musíme jednotlivé prvky spojovat v místě napěťového uzlu. Proto u šestnáctiprvkové anteny není nosná konstrukce umístěna uprostřed prvků, ale v polovině délky každého ramene. V takovémto případě je beze všeho možné celou antenní soustavu mezi sebou vodivě propojit. To znamená, že je možné antenu vytvořit jako celokovou svařenou rámovou stavbu. Samozřejmě, že je možné provést nosnou konstrukci anteny i uprostřed. V tomto případě však je nezbytné jak prvky dipólu, tak i pasivní prvky reflektoru uchytit izolovaně.

Jednotlivá patra musíme mezi sebou propojit tak, aby napětí byla vzájemně ve fázi. Jsou dvě možnosti, jak provést napájení anteny. Způsob vyznačený na obr. 42 dává nejlepší výsledky. Změnou

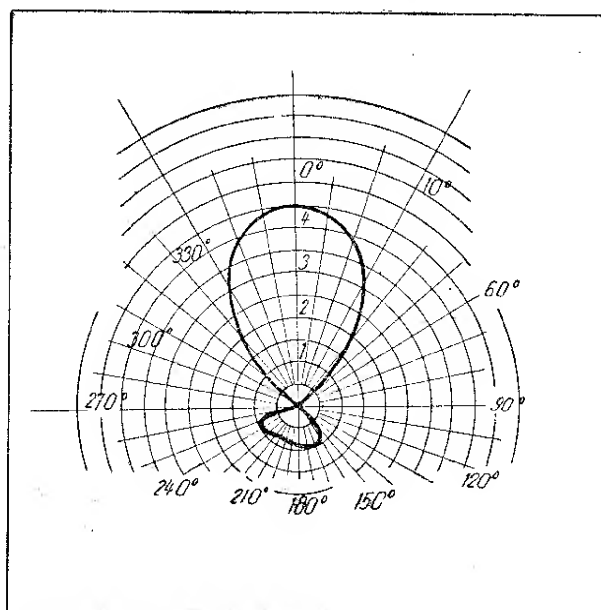


Obr. 43.

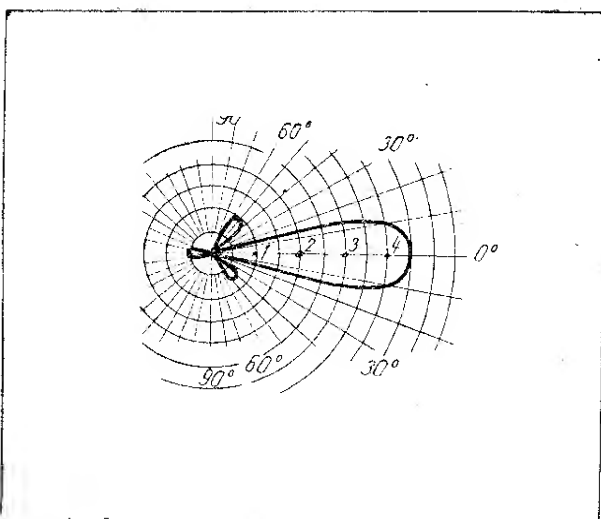


Obr. 44.

délky linky, která spojuje hořejší dvě patra se spodními dvěma patry, lze již dříve popsaným způsobem naklánět vertikálně vyzařovací diagram podle potřeby. Tímto způsobem odstraníme rušení z případných nežádoucích zdrojů a současně zachovááme rovnoměrný tvar vertikálního vyzařovacího diagramu. Při napájení podle obr. 43 mohou různé vzdálenosti mezi jednotlivými patry anteny způsobit nepravidelný tvar vyzařovacího diagramu. Celkový pohled na 16prvkovou antenu je na obr. 44. Tvar vyzařovacího diagramu takové anteny ve směru vodorovném i svislém je na obr. 45 a 46. Horizontální vyzařovací úhel činí cca 48° , vertikální přibližně 23° . Zisk anteny na kmitočtu, pro který byla navržena, činí přibližně 13 až 14 dB, t. j. napětově 4,5 až 5násobek oproti obyčejnému dipólu. Antena je při použití trubek o \varnothing 12 mm velmi širokopásmová a obsáhne prakticky pásmo od 175 až do 220 MHz při poměru stojatých vln ne větším než 2. Zisk anteny v tomto rozmezí neklesne pod 10 dB. Je zřejmé, že šestnáctiprvková antena je ideální antena pro dálkový příjem. Bobužel rozměry, kterých nabývá při příjmu televizních vysilačů v prvním televizním pásmu (na př. pražský a ostravský vysilač) jsou již velmi značné, takže jejich stavba pro tyto kmitočty činí znač-



Obr. 45.



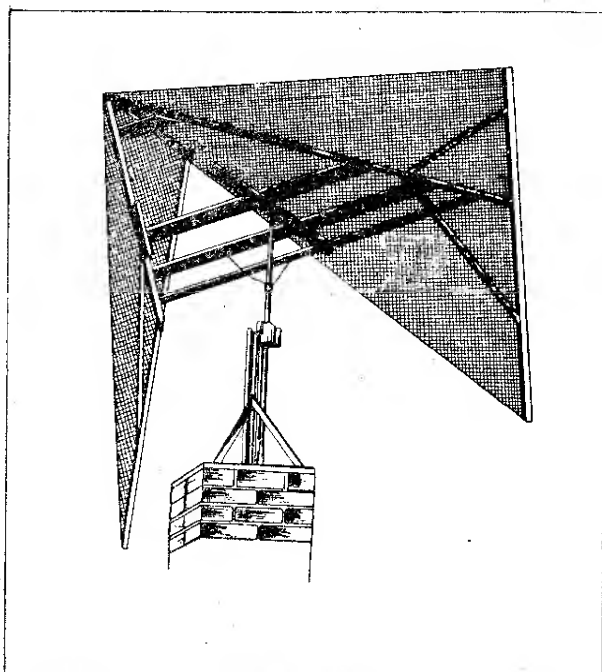
Obr. 46!

né potíže. Vzhledem k tomu, že antena je velmi širokopásmová, lze pro příjem jediného kanálu i v tomto pásmu použít tenčího materiálu pro vlastní zářiče. Tak na př. ještě vyhoví \varnothing 8 mm, je však třeba dbát na to, aby použitý materiál byl dostatečně pevný a lehký, aby nenastával průhyb prvků. To znamená, že prvky by musely být zhotoveny z tenkostěnných duralových trubek. Tyto lze v potřebné délce jen velmi těžko opatřit, takže nezbývá než použít trubek většího průměru, které jsou těžší, což stavbu anteny znesnadňuje.

Kombinací několika šestnáctiprvkových anten vedle sebe a nad sebou lze dosáhnout velmi vysokých zisků. Tak na př. uvádíme pro zajímavost, že šest šestnáctiprvkových anten má zisk okolo 20 dB. Ovšem stavba tak veliké anteny se vymyká možnostem většiny i těch nejzavilejších fanoušků dálkového příjmu, takže od popisu její stavby upustíme.

Všimněme si raději několika jiných druhů anten, které lze poměrně snadno zhotovit i amatérskými prostředky a které dávají dobré výsledky. Trychtýřová antena je hojně používána v mikrovlenném pásmu, obzvláště u různých retranslančních stanic. V pásmu metrových vln doposud používána nebyla vzhledem k jejím rozměrům, váze a odporu, který klade vzduchu. Závažným problémem bylo napojení svodového vedení na trychtýřovou antenu. Obvyklou trychtýřovou antenu lze však přizpůsobit i pro použití na metrových vlnách.

V první řadě je možno nahradit plné kovové plochy drátěným pletivem používaným na př. pro oplocení a pod. Další úprava spočívá v odstranění dvou stran trychtýře. Vznikne tak vlastně rohová antena. Protože televizní signál je horizontálně polarisovaný, stačí pouze 2 svislé boční stěny. Při tomto zjednodušení trychtýřové anteny lze svodové vedení připojit k vrcholu rohu. Výsledkem je rohová antena, která sice má značné rozměry, avšak současně i veliký zisk a velkou širokopásmovost. Vstupní odpor takové anteny je prakticky konstantní v širokém rozmezí kmitočtů. Na rozdíl od většiny anten dává rohová antena výsledky prakticky shodné s theoretickými předpoklady. Při tom je nenáročná na přesnost stavby a dodržení rozměrů. Vstupní odpor činí 400 až 450 ohmů. Na obr. 47 vidíme návrh takové jednoduché anteny s dřevěnou konstrukcí. Na obr. 48 jsou znázorněny hlavní rozměry vlastní anteny. Antena těchto rozměrů má délku základny, která činí o něco více než $\lambda/2$ na kanálu pražského televizního vysílače. (Rozměr A a C na obr. 50.) Na kmitočtu pražského televizního kanálu má antena zisk asi 5 dB. Tatáž televizní antena v třetím televis-



Obr. 47.

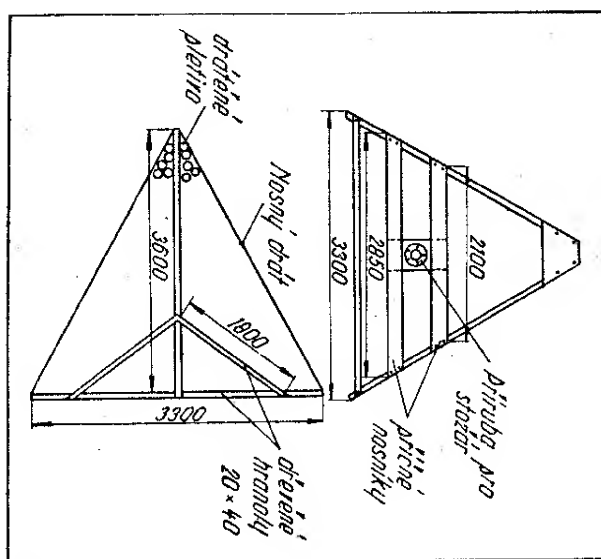
ním pásmu, na př. na kmitočtu 180 MHz, kde délka strany A i C se rovná již 2λ , má zisk 15 dB. S dále stoupajícím kmitočtem stoupá i zisk anteny. Je to tedy antena v první řadě vhodná pro dálkový příjem na nejvyšších kmitočtech televizního pásma. Zisk anteny v závislosti na rozměru je vynesena na obr. 49. Vzhledem ke své širokopásmovosti dává při uvedených rozměrech velmi dobré výsledky i v oblasti druhého pásma, t. j. pásma FM rozhlasu. Navíc antena pracuje dobře i na krátkých vlnách již od 15 MHz výše. Vzhledem k velké ploše ramen, tvořících antenu, má antena na konci zářiče značnou kapacitu.

Tím podstatně klesá její základní rezonanční kmitočet. Podle délky (vrcholu, výšky, trojúhelníku) bočních ploch by antena měla vlastně rezonanční kmitočet asi na 45 MHz. Vlivem kapacitního zatížení je její základní rezonanční kmitočet asi na 20 MHz. Pod tímto kmitočtem přestává antena mít vyjádřené směrové vlastnosti. Lze ji však dobře použít i pro příjem v rozhlasovém pásmu, kde svojí velikou plochou zachycuje značné množství energie. Vyjádřené směrové vlastnosti však tato antena nabývá teprve při kmitočtech, kdy polovina délky vlny je kratší než délka základny bočních trojúhelníkových ploch. Rozměry anteny lze odvodit z obr. 50. Spojením $os\ A$ a A' přímkou zjistíme

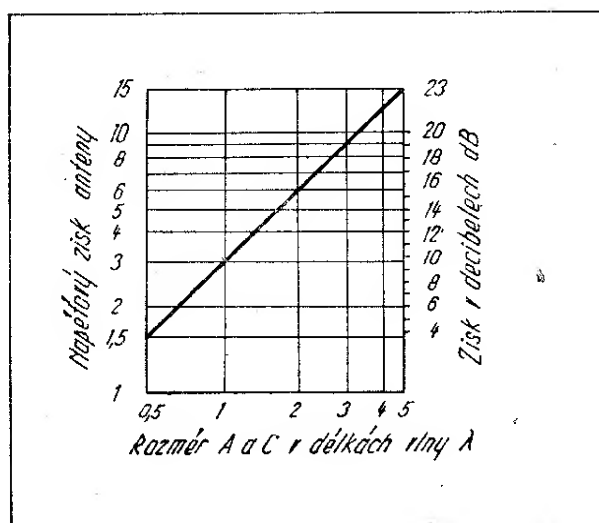
délku vrcholu B jednoho křídla anteny v průřezu na ose B .

Podle možností lze samozřejmě konstrukci anteny zdokonalit a použít místo dřevěných nosných hranolů kovových profilových nosníků. Je třeba jen dbát, aby obě boční plochy anteny byly od sebe vzájemně izolovány. Vzhledem k tomu, že impedance anteny je blízká vlnovému odporu obvyklého dvoudrátového vedení ($300\ \Omega$), není třeba ve většině případů zvláštního přizpůsobení. Jednotlivé konce svodového vedení se připojí k vrcholům trojúhelníkových bočních ploch anteny. Uchycením anteny v těžišti získáme rovnováhu, která nám dovolí poměrně snadno přizpůsobit antenu i pro natáčení. Velká širokopásmovost umožňuje v tomto případě přijímat stejně dobře na př. bližší stanici v prvním televizním pásmu nebo vzdálenou stanici na př. ve třetím televizním pásmu.

Pro příjem v místech, kde veliká rozloha anteny není na obtíž, dává velmi dobré výsledky rhombická antena. Na rozdíl od obvyklého dipólu s jedním nebo několika pasivními prvky má rhombická antena dobrý předozadní poměr v širokém rozsahu kmitočtů. Horizontální vyzařovací diagram má malý úhel otevření. Podobně jako rohová antena může i rhombická antena být přizpůsobena pro příjem ve velmi širokém kmitočtovém pásmu. V takovémto případě



Obr. 48.



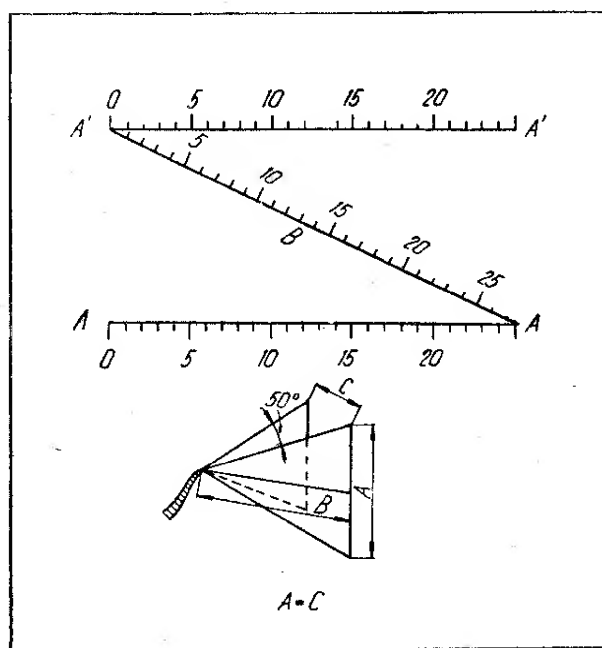
Obr. 49.

se však jedná vždy o kompromisní řešení. Nejlépe je navrhovat antenu přímo pro kmitočet, na kterém hodláme přijímat. Rhombická antena při délce jednoho ramene 4λ má zisk asi 10 dB. Zkrácení délky ramene rhombické anteny na dvě délky vlny snižuje se zisk asi na 7 dB. Úhel otevření delší anteny je asi 8° , kratší anteny cca 13° . Se zvětšující se délkou ramen stoupá zisk anteny a zúžuje se úhel otevření. Délku anteny lze podle místních podmínek navrhnout prakticky libovolnou. Jediným omezením je prostor, ve kterém můžeme antenu postavit. Vysoký zisk rhombických anten se získává tím, že 4 dlouhé antenní vodiče se uloží tak, že hlavní směr příjmu jednotlivých anten se sčítá do jediného, který odpovídá hlavnímu směru příjmu rhombické anteny. Spojením jednotlivých vodičů tak, že se jejich napětí sčítají, získáme větší výstupní napětí. Úhel hlavního příjmu jednotlivých vodičů anteny vztažený na osu vodičů, závisí na jeho délce vyjádřené v délkách přijímané vlny. Čím delší je vodič, tím menší je úhel mezi hlavním směrem příjmu a osou vodiče. Čím menší je úhel mezi směrem příjmu a vodičem, tím více se zúžuje vyzařovací diagram. Je-li vodič dostatečně dlouhý, bude rozdíl mezi hlavním směrem příjmu a osou vodiče malý. Tento malý úhel se nebude příliš měnit s měnící se délkou přijímané vlny.

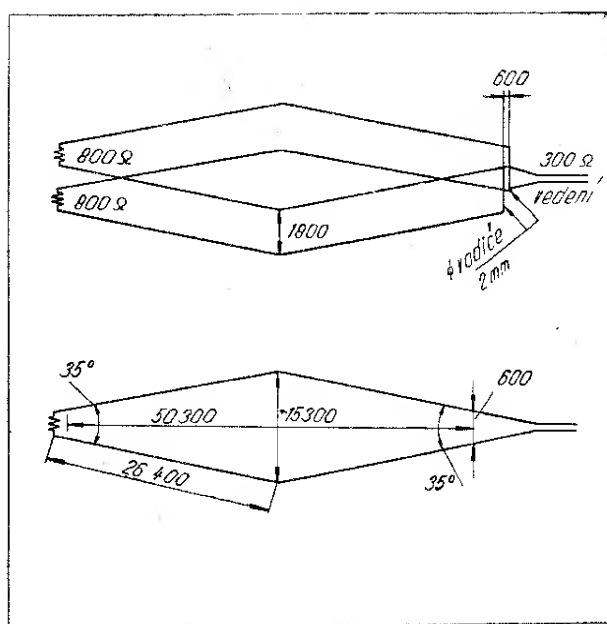
Vodiče anteny mají být napnuty přesně vodorovně. Rozdíl několika málo stupňů nemá vliv na činnost anteny. Avšak umístíme-li antenu na svahu, musíme dbát, aby byla uložena vodorovně. V rohu namířeném směrem k vysilači je antena zakončena odporem 800 ohmů. Přívod k přijímači je připojen na druhém konci. Protože vstupní odpor takové anteny činí cca 800 ohmů, je třeba připojit přizpůsobovací článek. Výhodnější je ovšem úprava dvoupatrové rhombické anteny, při které je výsledná impedance anteny 400 ohmů. Takovouto antenu lze již snadno a bez obav připojit přímo na obvyklý dvoudrátový svod o vlnovém odporu 300 ohmů (obr. 51). Kdo hodlá vytěžit maximum ze zachycené energie, použije i v tomto případě přizpůsobovacího čtvrtvlnného vedení. Při délce ramen

tvořících antenu 8λ a umístění dvou pater nad sebou, stoupá zisk na více než 15 dB. Pro stavbu anteny lze použít kovových stožárů, nesmí však být blíže než asi 1,5 m od anteny. V rozích, kde je antena zakončena odporem nebo svodem, není třeba příliš dbát na velkou vzdálenost kovového stožáru od anteny. Při zavěšování anteny je třeba použít izolátorů, které zajišťují malou kapacitu mezi napínacím drátem a uchycenými vodiči anteny. Obvyklé antenní vajíčkové izolátory se zde nehodí.

Při umísťování anteny je třeba dbát na to, že horizontální vyzařovací diagram je velmi úzký a že antena vyžaduje velmi přesného nasměrování. Předběžné směřování je nutné provádět vždy podle kompasu a pokud možno přesné mapy. Při umísťování anteny nemá smysl navrhovat výšku stožáru vyšší jak cca 10 m pro třetí televizní pásmo, nebo 20 m pro spodní televizní pásmo, pokud nejsou v blízkosti anteny takové překážky, které by i při této výšce podstatně snižovaly její účinnost. Jedná se hlavně o překážky před antenou směrem k vysilači. V místě, kde mezi vysilačem a antenou je přírodní překážka, na př. pohoří, které vystupuje do výše více jak 3° nad vodorovný obzor, je třeba dbát, aby antena nebyla umístěna příliš vysoko. Za těchto podmí-



Obr. 50.



Obr. 51.

nek je výška maximálního příjmu většinou v rozmezích do cca pěti metrů. Při větších výškách klesá síla signálu. Vypadá se proto v těchto případech, kdy antena je směrem k vysilači odstíněna přírodní překážkou, při montáži anten snížit antenu cca o 1 m a pozorovat, neklesá-li síla signálu. Stoupá-li naopak, je třeba antenu podél sloupu zdvíhat a snižovat, až nalezneme optimální polohu. Je možné provést též prodloužení kosočtverce ve směru dlouhé úhlopříčky (t. j. úhlopříčky ve směru příjmu) na úkor krátké úhlopříčky při zachování stejné délky vodičů anteny. Jedná se o zmenšení vzájemného úhlu vodičů 38° na cca 32 až 35° . Tímto prodloužením se vertikální vyzařovací diagram poněkud zdvíhá, takže se dostává nad skutečný obzor. Proto v případě, kdy v místě příjmu jsou terenní překážky, pamatujeme závčas na dostatečnou vzdálenost mezi sloupy, aby bylo možné později prodlužovat délku úhlopříčky anteny.

Je možné též antenu, která obvykle má být umístěna přesně vodorovně, naklánět podél krátké úhlopříčky o několik málo stupňů směrem nahoru. To znamená, že přední sloup, t. j. sloup ve vrcholu anteny zakončeném odporem, je vyšší než střední dva a sloup u konce anteny, na který je připojeno svodové vedení, je nižší. Je třeba vždy pamatovat na to, že vyzařovací diagram kosočtve-

rečné anteny je velmi úzký nejen ve směru horizontálním, ale i ve směru vertikálním.

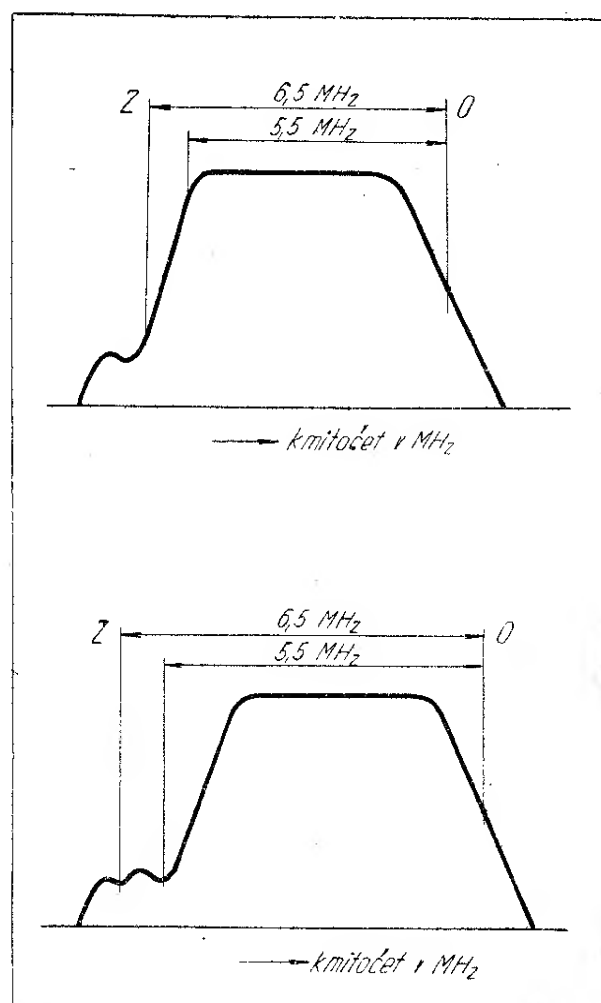
Televizní pořady, které lze při dálkovém příjmu zachytit, jsou vysílány podle dvou základních norem: CCIR a OIR. Obě normy jsou prakticky rovnocenné pokud se týče časového rozložení a tvaru jednotlivých pulsů. Totéž platí i o celkové skladbě signálu. Jediný rozdíl, a to značně závažný, je v rozdílné vzdálenosti nosné vlny obrazu od nosné vlny zvuku. Podle normy CCIR obnáší tato vzdálenost 5,5 MHz, zatím co podle normy OIR je tato vzdálenost 6,5 MHz. V důsledku toho je i šíře celého přenášeného kanálu o 1 MHz rozdílná (viz obr. 52). Jelikož šíře přenášených kanálů se liší o jeden MHz, liší se také rozdělení jednotlivých kanálů v pásmu. Tato okolnost by nečinila takové potíže. Mnohem horší je rozdílný odstup nosné vlny zvuku od nosné vlny obrazu. Rozdíl v odstupu dvou nosných vln způsobuje, že přijímače uzpůsobené pro příjem podle jedné normy, nemohou být použity bez úprav i pro příjem druhé normy. Většina přijímačů je dnes vybavena zvukovým dílem, pracujícím na mezinosném kmitočtu. Rozdíl 1 MHz je značný a tak vyžaduje přechod z jedné normy na druhou poměrně veliký zásah do přijímače. Žádá-li se, aby přijímač byl schopen přijímat podle kterékoliv normy, musíme se nejprve postarat o úpravu mezifrekvenčního zesilovače. Úprava spočívá v tom, že přijímač opatříme odlaďovací, navrženými tak, aby při vzdálenosti nosné vlny zvuku od nosné vlny obrazu bylo jak v případě 5,5 MHz, tak i 6,5 MHz přibližně stejná amplituda zvukového doprovodu (viz obr. 52 dole). Přenášená šíře pásma obrazového signálu odpovídá pak v každém případě doporučení normy CCIR.

Mezifrekvenčnímu zesilovači předchází vysokofrekvenční díl, opatřený zesilovači a směšovačem s oscilátorem. Pro účely dálkového příjmu nelze použít přijímače se vstupním dílem v přímém zapojení. Zesilovač s přímým zapojením vyhovuje jen pro kmitočty cca do 65 MHz. Na vyšších kmitočtech ostře klesá zisk celého zesilovače. Mimo to potíže spojené s přechodem z jednoho

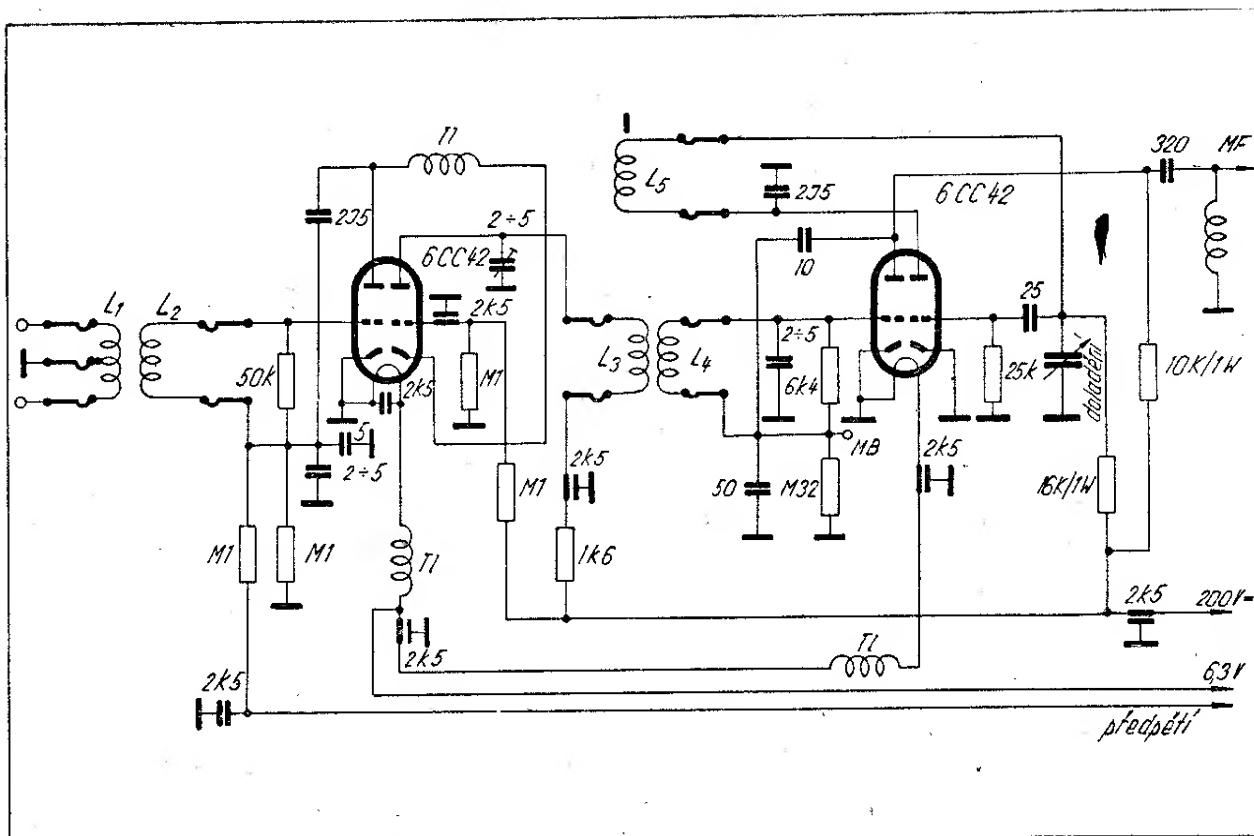
kmitočtu na druhý jsou téměř nepřekonatelné. Nezbyvá tedy než přijímače stavěné jako přímozesilující upravit na superhetové zapojení. Stávající vysokofrekvenční zesilovač s přímým zesílením je pak používán jako mezifrekvenční a přijímač se doplňuje konvertorem, který umožňuje příjem v třetím televizním pásmu, případně na jiných kanálech.

U televizního přijímače Tesla 4001 A není přechod na superhetové zapojení příliš obtížný. V případě, kdy stávající vysokofrekvenční díl se bez úpravy použije jako mezifrekvenční zesilovač, který se doplní jen konvertorem, je nutné počítat s poměrně malou citlivostí celého vysokofrekvenčního (nyní mezifrekvenčního) stupně. Nesmí se taktéž zapomínat na to, že kmitočet oscilátoru v této úpravě musí být o mezifrekvenční kmitočet níže než přijímaný kmitočet. To proto, že by jinak nastalo nežádoucí přemístění nosných kmitočtů mezi sebou. V okamžiku, kdy oscilátor je o mezifrekvenční kmitočet výše než přijímaný, je po směšování v mezifrekvenčním zesilovacím dílu kmitočet nosné vlny obrazu vyšší a kmitočet nosné vlny zvuku nižší. Nastává tedy vzájemné přemístění obou kmitočtů. Vzájemnému přemístění kmitočtů lze čelit volbou kmitočtu oscilátoru nižšího než přijímaný kmitočet. Bohužel, mohou v tomto případě nastat i nežádané jevy, jako na př. rušení, působené vlastním oscilátorem. Ve většině případů jde o úpravu poměrně jednoduchou, která se obejde bez větších zásahů do stávajícího provedení přijímače. Přijímač může normálně pracovat s běžným předzesilovačem pro příjem na př. pražského televizního vysílání a přepnutím vstupu přijímače na směšovací stupeň lze jej upravit pro příjem ve třetím televizním pásmu. Jde vcelku o úpravu málo náročnou na speciální měřicí přístroje, neboť nastavení antenní cívky a cívky mezi směšovačem a vysokofrekvenčním předzesilovačem je málo kritické. Také zhotovení a nastavení cívky oscilátoru lze provádět zkusmo. Většinou jde o příjem jediného vysílání ve třetím pásmu, takže vystačíme s pevnými cívkami. Vhodné zapojení vysokofrekvenčního zesilovače a směšovače vidíme na obr. 53.

V mnohých případech nebude nutné ani provádět dodatečnou úpravu stávajícího vysokofrekvenčního dílu, stavěného na odstup kmitočtu zvuku a obrazu 6,5 MHz, na nový kmitočet 5,5 MHz. Bez úpravy vysokofrekvenčního dílu stávajícího televizoru je nosný kmitočet zvuku při příjmu podle normy CCIR umístěn na přenosové křivce obrazové mezifrekvence. Je však možné zavést předběžné potlačení zvukového doprovodu užší křivkou propustnosti vysokofrekvenčního dílu. Odstraní se tak jednoduše případné rušení obrazu zvukovým doprovodem. Mimo to lze v praxi většinou pozorovat při příjmu na větší vzdálenosti, že zvukový doprovod bývá mnohem slabší než nosná vlna obrazu. Amplituda nosné vlny zvuku je předem již tak zeslabena, že ani při umístění nosné vlny zvuku s odstupem 5,5 MHz na



Obr. 52.



Obr. 53.

vrcholu křivky přijímače upraveného pro příjem podle normy 6,5 MHz, nepůsobí rušení obrazu.

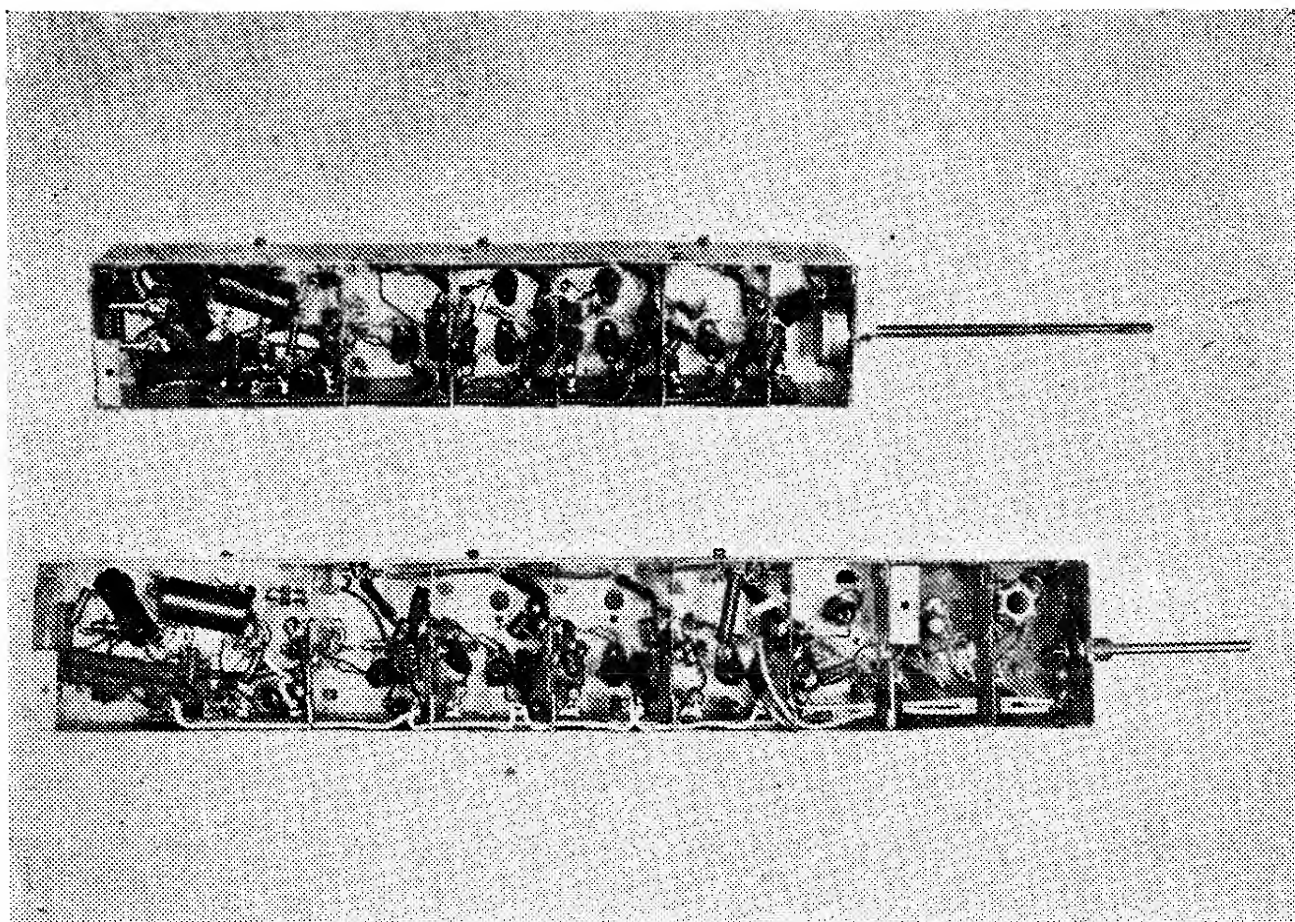
Samozřejmě, že majitel vhodných měřicích přístrojů může provést úpravy dokonalejší. Je třeba však varovat před touto úpravou všechny, kteří nemají přístup k vhodným měřicím přístrojům, nebo kteří ještě nemají dostatek zkušeností s vyvažováním vysokofrekvenčních a hlavně mezifrekvenčních obvodů v televizním přijímači. Zásahy do cívek naslepo zpravidla přijímač jen rozladí a výsledek je pak mnohem horší než před úpravou.

Jakmile ovšem jsou potřebné měřicí přístroje po ruce, není třeba mít velkých obav z neúspěchu. (Signální generátor, který svým základním kmitočtem obsáhne kmitočet mezifrekvence, většinou do 40 případně 56 MHz a elektronkový voltmetr. Elektronkový voltmetr je možné též nahradit dostatečně citlivým miliampérmetrem do 0,5 mA, který se zapojí do série s pracovním odporem detekční diody). Základní příjmové vlast-

nosti přijímače po vysokofrekvenční stránce jsou v první řadě určeny tvarem křivky a ziskem mezifrekvenčního zesilovače.

Ladění mezifrekvence provádíme tak, že výstup ze signálního generátoru připojíme na zdířku směšovací elektronky. Výstupní napětí měříme buď elektronkovým voltmetrem na zatěžovacím odporu diody nebo citlivým miliampérmetrem (do 0,5 mA), zapojeným do série se zatěžovacím odporem. Při ladění postupujeme nejprve od detektoru směrem ke směšovacímu stupni. Nejvíce zatlumené obvody, t. j. obvod detektoru a obvod v anodě směšovací elektronky, jsou naladěny poblíž středu přenášeného pásma. Ostatní obvody ladíme na kraje přenášeného pásma, a to střídavě jeden obvod k vyšším kmitočtům a další k nižším kmitočtům. Na přesném kmitočtu v tomto stadiu příliš nezáleží.

Po předběžném naladění okruhů kontrolujeme průběh křivky. Nejlepší je vynášet si jej do grafu, ale stačí též si průběh křivek pamatovat. V oblastech,



Obr. 54. Nahoře vř díl televizoru Tesla před úpravou, dole po provedení úpravy.

kde jsou na křivce vrcholy, musíme obvody buď ztlumit nebo naladit dále od sebe.

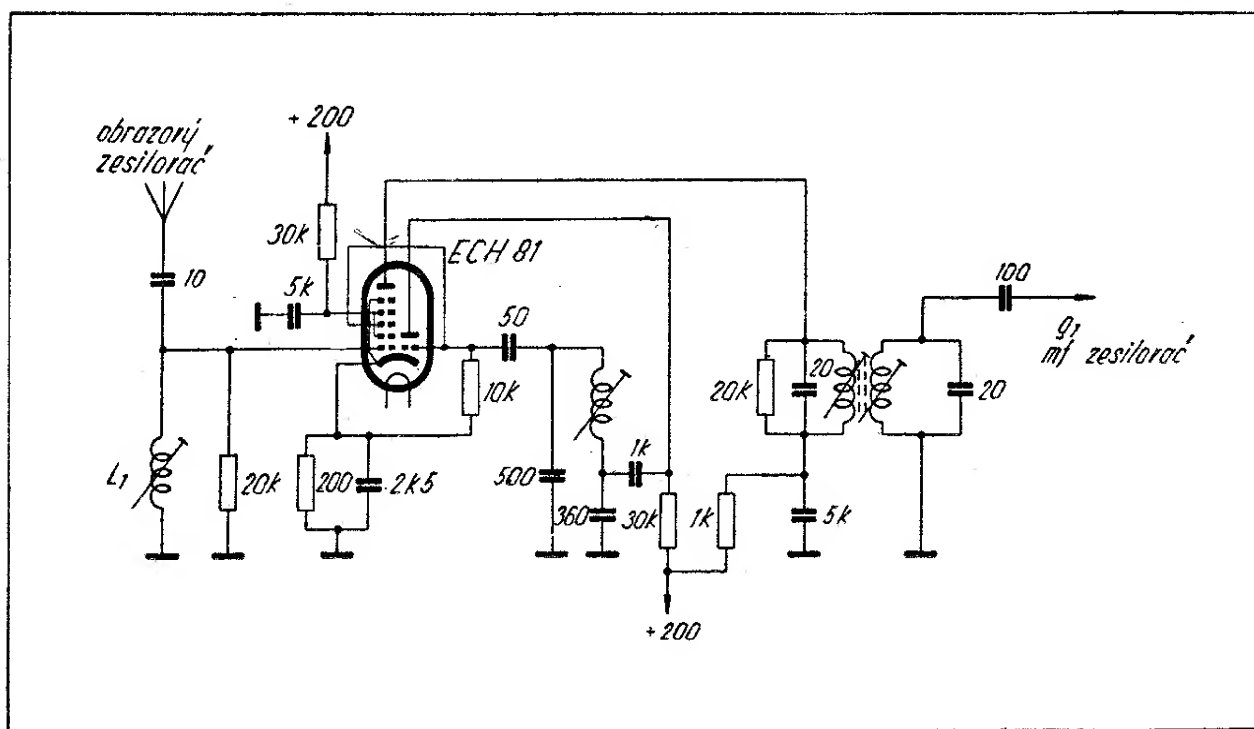
Naopak místa s nežádaným poklesem v průběhu křivky vyplníme užším seskupením rezonančních kmitočtů jednotlivých obvodů. V doladování obvodů pokračujeme tak dlouho, až se nám podaří nastavit průběh křivky mf zesilovače pokud možno rovný v oblasti přenášených kmitočtů a s poklesem o 6 dB (na polovinu) na nosné vlně obrazu.

Jakmile je mezifrekvenční zesilovač naladěn, lze pomocí harmonických kmitočtů signálního generátoru provádět vyvažování vysokofrekvenčního dílu, hlavně kmitočtu oscilátoru. Jakmile je přijímač schopen přijímat signál z antenních svorek, nečiní již velikých potíží zkusmo upravovat tvar a počet závitů cívek jak v antenním obvodu, tak i v pásmovém filtru mezi vysokofrekvenčním zesilovačem a směšovacím stupněm.

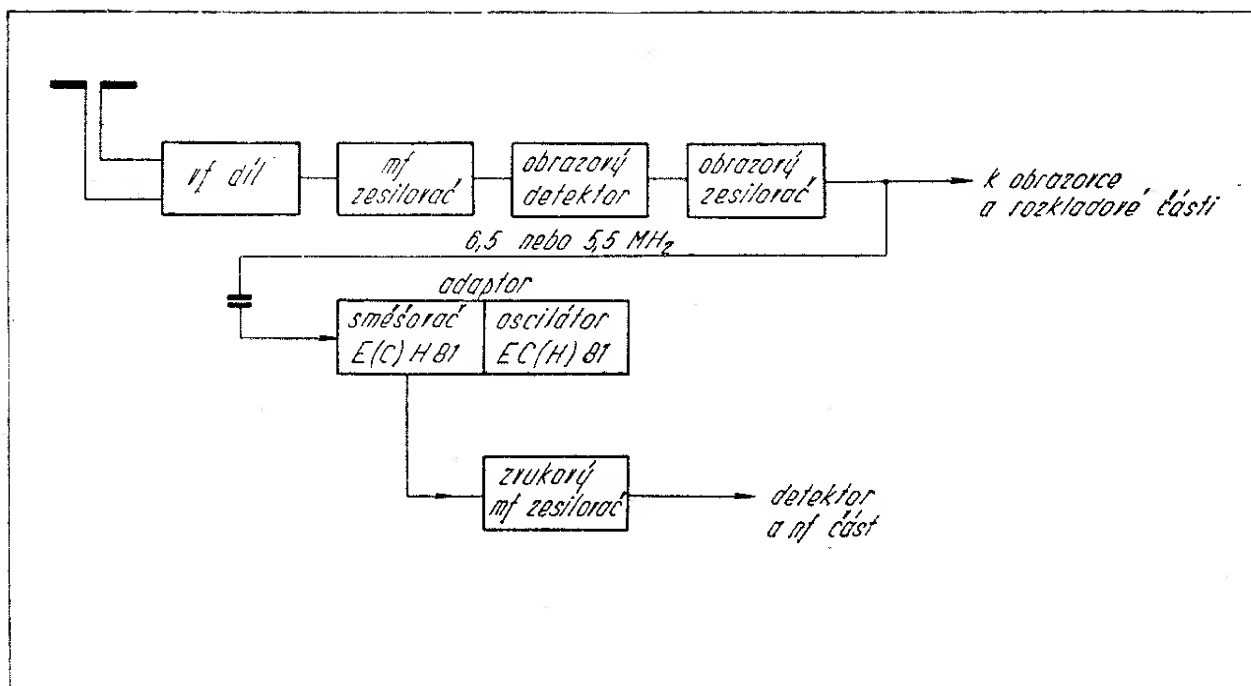
Za pomoci měřicích přístrojů lze tedy stávající vysokofrekvenční díl na př. televizoru 4001 A přepracovat na mezifrekvenční stupeň. K dosažení lepších vlastností, hlavně zisku, použijeme místo cívek jednoduchých cívek bifilárně vinutých. Tímto způsobem se nám podaří zvýšit zisk vysokofrekvenčního dílu asi $10\times$. Směšovací stupeň s oscilátorem a vysokofrekvenční zesilovač lze montovat na společnou prodlouženou kostru vř dílu, jak o tom svědčí fotografie (obr. 54). Úmyslně zde neuvádíme hodnoty cívek, ani jejich provedení, protože tyto údaje jsou vždy vázané na určité rozložení součástek a vedení spojů. Jakmile se použité součástky liší a uložení jednotlivých spojů je jen poněkud odchylné od původního, mění se značně velikosti cívek. Mimo to závisí indukčnost cívek na průměru použité kostry i síle opředení použitého drátu. Většinou bývá použitý drát určován co do průměru jen odhadem nebo pomocí posuvného mě-

Vysokofrekvenční část a směšovač (adaptor) je možné ladit a vyrovnávat zkusmo. Vzhledem k velkým rozdílům v montáži a použitých součástkách, které nastanou, je třeba každý zkonstruovaný adaptor posuzovat individuálně. Nelze tedy říci o hodnotách cívek nic jiného, než že pro třetí pásmo je vineme drátem o průměru cca 0,6 až 0,8 mm na trubičky o vnějším průměru 5 mm. Dolaďování cívek v třetím televizním pásmu provádíme výlučně proměnnou kapacitou. Jakákoliv železová jádra nebo mosazná dolaďovací jádra silně snižují beztak již nízkou jakost cívek. Výjimku tvoří jedině cívka oscilátoru, kterou lze přesně nastavovat pomocí mosazného jádra. Vlastní dolaďování oscilátoru se pak provádí dolaďovací kapacitou se změnou kapacity v rozmezí asi 3—5 pF. Takovouto dolaďovací kapacitu je možné realizovat jakýmkoliv běžným způsobem. Mnohem důležitější je soustředit se na úpravy zvukového dílu, aby byl použitelný pro obě normy. V zahraniční literatuře se již objevily návrhy na úpravu zvukového dílu pro obě normy. Jed-

nu z nich uvádíme na obr. 55. V tomto případě byla první mezifrekvenční elektronka zvukové mezifrekvence (elektronka EF80) nahrazena elektronkou ECH81. Triodová část elektronky ECH81 pracuje jako oscilátor na kmitočtu 1 MHz. Přijímaný mezinósný kmitočet, na př. 5,5 MHz, je směšován v heptodové části s pomocným kmitočtem 1 MHz. Součtový zázněj je pak dále zesilován zbývajícimi stupni zvukového mezistupňového zesilovače. Takováto úprava je sice jednoduchá, nevyžaduje velkých zásahů do přijímače, ale je na úkor zesílení. Dosáhne-li se na př. elektronkou EF80 10násobného zesílení, dá heptodová část elektronky ECH81 přibližně jen trojnásobné zesílení. Samotná záměna elektronky EF80 za elektronku ECH81 má za následek snížení zisku na 1/3. Jakmile se heptodové části používá jako směšovací elektronky, poklesne její zisk na další třetinu. Výsledné zesílení není pak o mnoho větší než jedna. Tím přijímač ochuzujeme o zisk jednoho mezifrekvenčního stupně. Blokové zapojení úpravy je uvedeno na obr. 56. Jiná situace nastane, když adaptor pro nový zvukový kmitočet nenahrazuje žádnou stávající elek-



Obr. 55.



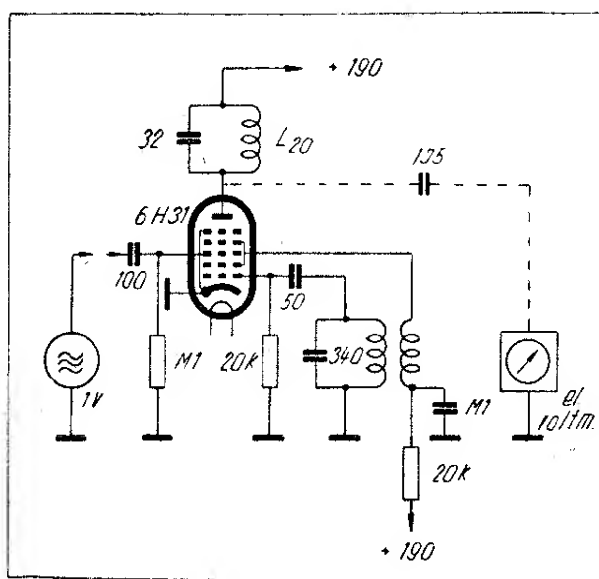
Obr. 56.

tronku, ale naopak je dodatečně vesta-
ven jako další mezifrekvenční zvukový
stupeň. Vede to ovšem k dalším kompli-
kacím. Kmitočet 1 MHz musí být na
výstupu z adaptoru dostatečně potlačen,
aby nepronikal do televizního přijímače.
Pronikání má za následek jednak zah-
lčení omezovacích stupňů zvukového
mezifrekvenčního zesilovače (a tím
ztrátu zisku). Mimoto pronikání do
obrazového zesilovače a na řídicí elek-
trodu obrazovky způsobí rušení obrazu.
Nutno tedy zdůraznit, že adaptor musí
být velmi pečlivě odstíněn.

Zapojení uvedené na obr. 55 lze po-
užít i pro elektronku ECH21, která však
nebude mezifrekvenční kmitočet zesilo-
vat, ale naopak zeslabovat při směšování
na nový zvukový mezifrekvenční kmito-
čet.

Z dnes dostupných elektronek v mi-
niaturním provedení přichází proto
v úvahu jediné elektronka 6H31. Zá-
kladní zapojení, používající této elek-
tronky, je uvedeno na obr. 57. Na třetí
mřížku 6H31 se přivádí zvukový mezi-
frekvenční signál odebíraný z katody
elektronky E7 televizoru 4001 A. Mezi
katodou, G_1 a G_{2+4} kmitá elektronka
jako oscilátor na kmitočtu 1 MHz. Do
anody je zapojena dosavadní vstupní

cívka zvukového dílu L20, laděná kapa-
citou C40 (32 pF). Cívka se neuzemňuje,
ale připojuje na + 190 V. Mřížka první
mezifrekvenční elektronky je připojena
přes kapacitu C41 na anodu elektronky
6H31. Mřížkový svod první elektronky
mf zvuku je uzemněný. Toto zapojení
dává zisk asi 0,6. Zbytkové napětí osci-
látoru na anodě při tom je asi 0,15 V.
Pokud není přijímaný signál dostatečně
silný, nastává zahlcení oscilátoru první-



Obr. 57.

ho mf zvukového stupně tímto zbytkovým napětím.

Výhodnější je úprava podle obr. 58. (str. II. obálky). V zásadě jde o totéž zapojení, s tím rozdílem, že na výstupu je použito pásmového filtru, který zabráňuje pronikání kmitočtu 1 MHz do prvního mf stupně zvuku. Dále je použit i filtr 5,5 MHz v anodě obrazového zesilovače, který brání pronikání kmitočtu 5,5 MHz do obrazu. Kmitočet 6,5 MHz se převádí na odbočku cívky L_{20} ve zvukovém dílu. Celý adaptor je řešen jako samostatná krabička, umístěná nad vf dílem.

Adaptor na obr. 59 (str. II. ob.) dává navíc ještě zisk cca 10 až 14×. Používá elektronky 6F32, zapojené jako samokmitající směšovač. Cívky L'_1 a L'_2 se připojují na svorky 2 (odběr zvuku z vf

dílu) a 3 (zem). Cívka L_1 je pro kmitočet 5,5 MHz, cívka L_2 je pro kmitočet 6,5 MHz. Obvod v katodě je naladěný na 1 MHz. Do anody elektronky 6F32 je zapojen obvyklý vstupní obvod mezifrekvenčního zesilovače zvuku L_{20} a C_{40} . Z anody se kmitočet 6,5 MHz odbírá přes kapacitu C_{41} na mřížku prvního mezifrekvenčního zesilovače zvuku. Celá úprava přijímače spočívá v odpojení mřížkového svodu R_{41} , zapojeného paralelně ke kondensátoru C_{41} a přepojení R_{41} na zem. Odpojení přívodu na odbočku cívky L_{20} a odpojení uzemnění cívky L_{20} . Zemní konec cívky L_{20} se spojí s rozvodem + 190 V. Na odbočku 2 a 3 se připojují vazební cívky adaptoru L'_1 a L'_2 . Cívky použité v adaptoru jsou vinuté na kostičky používané v mezifrekvenčním zesilovači zvuku.

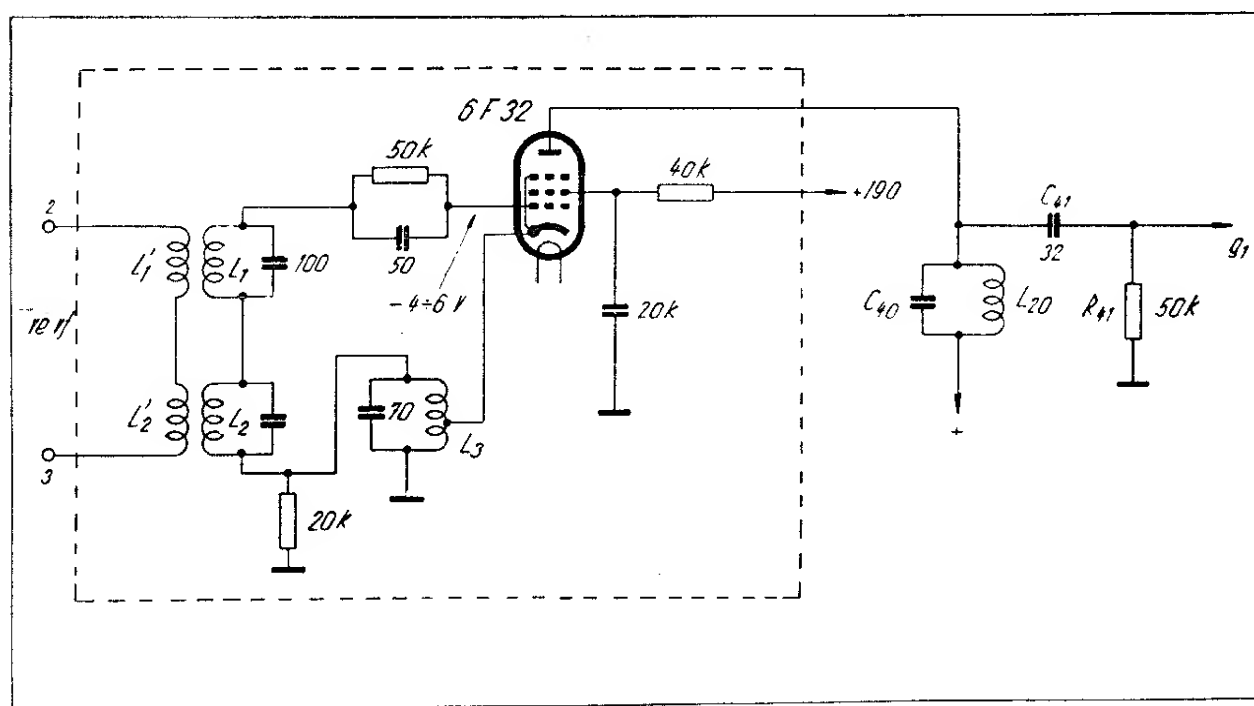
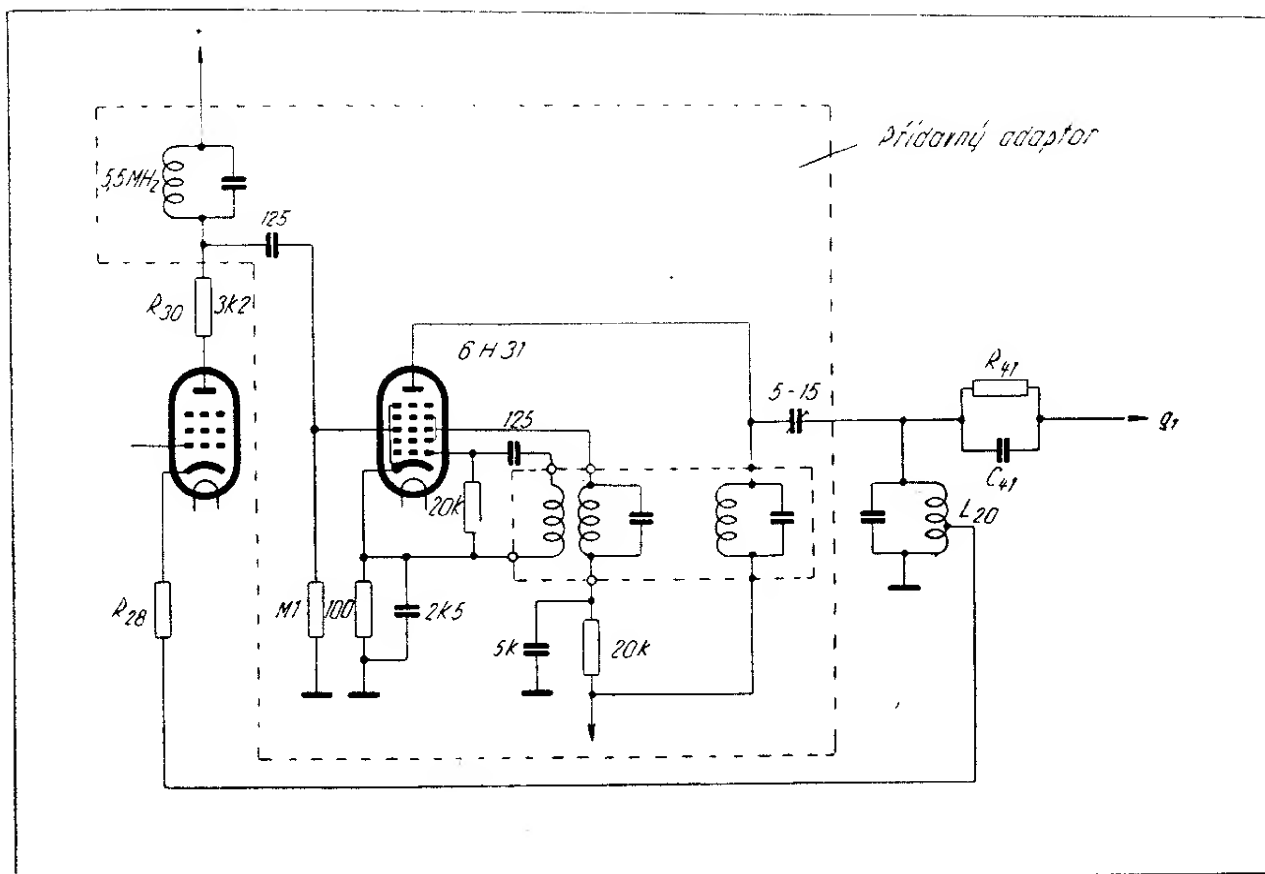
Hodnoty cívek jsou:

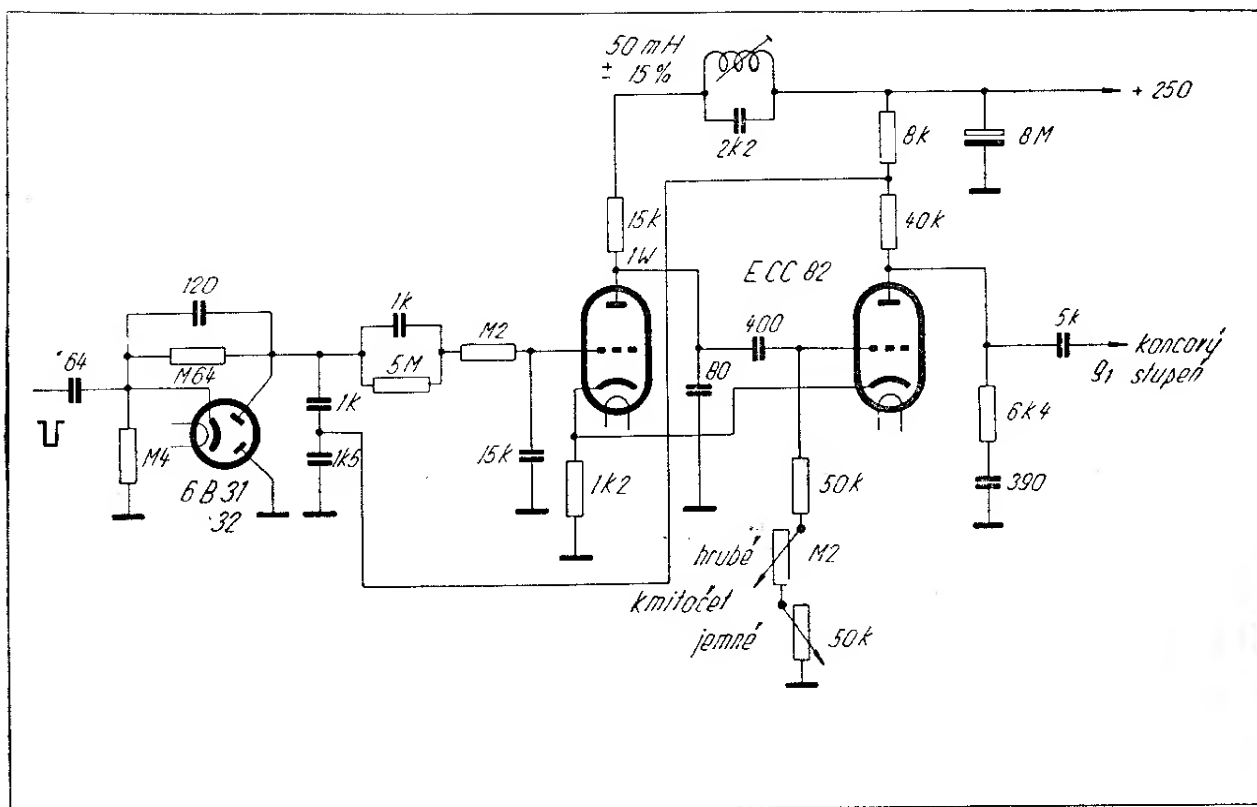
L_1 —	23 závitů, křížově vinuto, šířka vinutí	6 mm, drát 0,2 mm
L_2 —	28 závitů, křížově vinuto, šířka vinutí	6 mm, drát 0,2 mm
L'_1 —	2 závitů, křížově vinuto, šířka vinutí	drát 0,2 mm
L'_2 —	3 závitů, křížově vinuto, šířka vinutí	drát 0,2 mm
L_3 —	170 závitů, křížově vinuto, šířka vinutí	10 mm, drát 0,2 mm

Naznačenými úpravami je možné přijímat zvuk podle obou běžných norem bez přepínání zvukového dílu. To má samozřejmě veliké přednosti. Naznačené úpravy se hodí v první řadě pro přijímače pracující na mezinosném principu. U přijímačů s paralelním odběrem zvuku je možné použít stejné metody s tím rozdílem, že se hodnoty cívek L_1 a L_2 , jakož i cívky v anodě elektronky mění podle použité mezifrekvence. Při použití

adaptoru v přijímači s paralelním odběrem zvukového doprovodu je třeba obzvlášť velké opatrnosti, aby se pomocný kmitočet 1 MHz nedostal do obrazového mezifrekvenčního traktu a nezpůsobil tam rušení obrazu, které se odstraňuje jen s velkými obtížemi. Proto musí u přijímače takto uzpůsobeného být konvertor řešen obzvlášť pečlivě, aby vyzařování bylo co nejnižší. Sladování konvertoru je možné provádět po-

RADIOVÝ KONSTRUKTÉR SVAZARMU, návody a plánky Amatérského radia. Vydává Svaz pro spolupráci s armádou ve Vydavatelství časopisů ministerstva národní obrany, Praha II, Vladislavova 26. Redakce Praha I, Národní tř. 25 (Metro). Telefon 23-30-27. Řídí František SMOLÍK s redakčním kruhem (Josef ČERNÝ, Vladimír DANCÍK, Antonín HÁLEK, Ing. Miroslav HAVLÍČEK, Karel KRBEČ, Arnošt LAVANTE, Ing. Jar. NAVRÁTIL, Václav NEDVĚD, Ing. Ota PETRÁČEK, Josef POHANKA, laureát státní ceny, Antonín RAMBOUSEK, Josef SEDLÁČEK, mistr radioamatérského sportu a nositel odznaku „Za obětavou práci“, Josef STEHLÍK, mistr radioamatérského sportu, Aleš SOUKUP, Vlastislav SVOBODA, laureát státní ceny, Jan ŠÍMA, mistr radioamatérského sportu, Zdeněk ŠKODA, Ladislav ZÝKA). Vychází měsíčně, ročně vyjde 10 čísel. Tiskne NAŠE VOJSKO n. p., Praha. Otisk povolen jen s písemným svolením vydavatele. Příspěvky redakce vrací, jen byly-li vyžádány a byla-li přiložena frankovaná obálka se zpětnou adresou. Za původnost a veškerá práva ručí autoři příspěvků. Toto číslo vyšlo 10. května 1957.





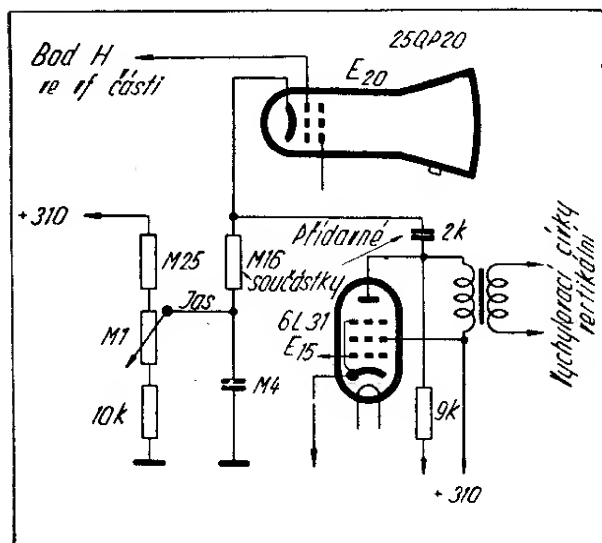
Obr. 60.

dle sluchu. Vstupní cívky $L1$ a $L2$ jakož i cívku $L20$ ladíme na maximální hlasitost při staženém kontrastu. Cívka $L3$ se ladí na nejčistší zvuk při příjmu podle normy CCIR.

Při dálkovém příjmu se obzvlášť tíživě projevují různé poruchy, které snižují jakost přijímaného obrázku. Přímé synchronování řádkového rozkladu není schopné čelit značným požadavkům, kladeným na stálost obrázku při vyšší úrovni poruch. Proto se stále více používá t. zv. nepřímé synchronisace. Při tom se k synchronisování řádkového rozkladu používá jen stejnosměrného napětí, odvozovaného ze synchronizačních pulsů a pilovitého napětí z řádkového generátoru. Obě tato napětí se vzájemně fázově srovnávají. Při odchylkách fáze vzniká na výstupu ze srovnávacího obvodu stejnosměrné napětí, které řídí kmitočet řádkového rozkladového generátoru. Zapojení fázového srovnávacího obvodu vidíme na obr. 60. Obvod pracuje stejným způsobem jako zapojení, používající srovnávacího transformátoru (Tesla 4202), má však výhodu v tom, že není

třeba zhotovovat transformátor. Toto zapojení řádkového rozkladu a srovnávacího stupně pracuje velmi stále. Použitá elektronka je typu ECC82. Lze ji nahradit elektronkou 6SN7. Elektronka 6CC31 se nehodí jednak proto, že má společnou katodu a protože její vnitřní odpor je asi 3 až 4× větší než u elektronky ECC82. Multivibátorové zapojení vyžaduje vždy elektronku s malým vnitřním odporem. V zapojení na obr. 60 je možné použít jako náhradu 2 elektronky 6F32 nebo 6F36, zapojené jako triody. Synchronizační pulsy, které řídí fázový srovnávací stupeň, jsou záporné polarity. Při obvyklé modulaci obrazovky do katody je třeba je odebírat v anodě prvního stupně, oddělujícího synchronizační pulsy. V mřížce druhé elektronky multivibátoru je zapojen regulátor kmitočtu, pozůstávající ze dvou potenciometrů. Jedním potenciometrem se nastavuje kmitočet řádků hrubě a druhým jemně. Je výhodné zachovat toto uspořádání, protože lze tak vyrovnat případné rozdíly mezi elektronkami, jakož i změny, které nastávají postupným stárnutím elektronek v řádkovém oscilátoru.

Jako další zlepšení vlastností přijímače je třeba uvést zapojení pro zhasení zpětných běhů. Při příjmu slabšího signálu a hlavně při kolísající úrovni hloubky modulace televizního vysílání se často stává, že se objevují na obrazovce světlé čáry zpětného běhu. Jednoduchou úpravou lze tyto zpětné běhy potlačit. Provádí se způsobem vyznačeným na obr. 61. Uvedený způsob je zaměřen na televizní přijímač 4001 A. Analogicky lze zhasení zpětných běhů provádět i u jiných přijímačů. Je třeba jen pamatovat na to, že v případě, kdy modulační napětí je přiváděno na katodu obrazovky, se zhasací napětí přivádí na mřížku obrazovky. V tomto případě se zhasací napětí neodebírá z anody koncové elektronky obrazového rozkladu, ale ze sekundárního vinutí obrazového rozkladového transformátoru. Sekundární vinutí se jedním koncem uzemňuje a na druhý konec se připojuje zhasací kondensátor. Je třeba dbát jen na správnou polaritu sekundárního vinutí, aby zhasací obvod pracoval správně. Zhasací obvod podle obr. 61 používá kondensátor 2k, který je



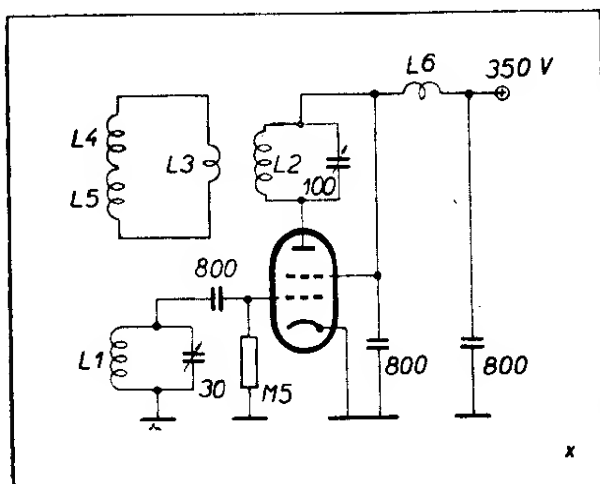
Obr. 61.

připojený přímo na katodu obrazovky. Mezi tento kondensátor a původní blokovací kondensátor M4 je zapojen odpor M16. Hodnotou kondensátoru 2k je možné regulovat oblast na stínítku obrazovky, ve které nastane potlačení zpětných běhů.

Obraz bez řádků

Při pozorování zblízka je na velkých obrazovkách znát řádková struktura obrazu. Zvlníme-li řádky přidavným generátorem a vychylovacím systémem, spojí se při vhodně zvoleném kmitočtu a napětí tak, že nejsou znát a obraz přitom netrpí. V Kijevském televizním studiu vypracovali a odzkoušeli toto zapojení. Generátor (viz obr.) pracuje na kmitočtu kolem 22 MHz. Mřížkový okruh svazkové tetrody je vázán s anodovým okruhem jen vnitřními kapacitami elektronky.

Vysokofrekvenční energie se odssává vazební cívkou L3 a přivádí na přidavný vychylovací systém L4 a L5. Při kmitočtu 22 MHz případnou na každý bod rastru asi tři periody.



Přidavný vychylovací systém a vazba s anodovým okruhem jsou navrženy tak, aby se amplituda kmitání paprsku přesně rovnala polovině vzdálenosti mezi řádky.

Vychylovací cívky se montují mezi původní vychylovací cívky televizoru a zaostřovací cívku. Cívky L1, L2, L3 a L6 jsou navinuty na ebonitových, polystyrenových nebo umaplexových kostrách o průměru 12 mm. Cívka L1 má šest závitů, L2 devět, L3 dva, L4 a L5 po čtyřech závitech a L6 osmnáct závitů z drátu $\varnothing 0,6$ mm izolovaného hedvábím.

Kostra adaptoru má být spolehlivě spojena s kostrou televizoru. Elektronka 6П3С je koncová svazková tetroda s nejvyšší anodovou ztrátou 21 W.

Radio SSSR 12/1956.

P.